ББК 32.884.19
В80

Составитель *В. А. Никитин*
Рецензенты: *А. С. Долгий, Ю. И. Крылов*

Редактор *М. Е. Орехова*

Художник *В. А. Клочков*

В помощь радиолюбителю: Сборник. Вып. 104/
В80 Сост. В. А. Никитин.— М.: ДОСААФ, 1989.— 79 с., ил.
30 к.

Приведены описания конструкций, принципиальные схемы и методика расчета их некоторых узлов. Учтены интересы начинающих и квалифицированных радиолюбителей.
Для широкого круга радиолюбителей.

В $\frac{2302020500-036}{072(02)-89}$ 106—89

ББК 32.884.19
6Ф2.9

ЗВУКО-ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ

МНОГОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

И. Прохоров

При проектировании звуковоспроизводящей аппаратуры разработчику приходится учитывать ряд противоречивых требований: высокое качество звучания, низкую стоимость изделия, простоту, надежность, эстетичность и т. п.

Если разрабатывается изделие, основными требованиями к которому будут низкая стоимость и простота при среднем качестве звучания, то можно однозначно сказать, что усилительный канал нужно строить по схеме: широкополосный усилитель через разделительные фильтры подключен к нескольким динамическим головкам.

Проектирование высококачественной аппаратуры не отвергает подобной схемы, однако разделительные фильтры могут существенно повлиять на параметры аппаратуры, так как они, во-первых, определяют нагрузку усилителя, во-вторых, ухудшают демпфирование громкоговорителей. Подобный недостаток легко устранить, если перенести разделительные фильтры, поставив их внутри электронного усилителя. Функциональная схема подобной системы примет вид, показанный на рис. 1, для случая деления частотного диапазона сигналов на три полосы.

Функциональная схема многополосной усилительной системы содержит: 1 — предусилитель-корректор; 2 — регулятор громкости, тембров и баланс каналов; 3, 4, 5 — разделительные фильтры низкой (3), средней (4) и высокой (5) частоты; 6, 7, 8 — три усилителя мощности; 9, 10, 11 — три динамические головки.

Преимущества подобной схемы построения сводятся к следующему [1]:

1. Хорошее электрическое демпфирование подвижной части громкоговорителя (катушка динамика непосредственно подсоединена к малому выходному сопротивлению усилителя мощности).

2. Лучшие переходные характеристики усилителей.

3. Возможность получения фильтров с большой крутизной АЧХ и согласованными характеристиками.

4. Снижение напряжения источника питания (выходная мощность усилителя равна сумме мощностей трех усилителей мощности 5, 6, 7 на рис. 1).

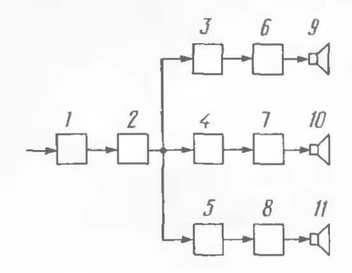


Рис. 1. Функциональная схема многополосной усилительной системы

На вход предусилителя-корректора поступают сигналы с магнитной головки звукоснимателя проигрывателя, уровень которых не превышает 2,5...8 мВ. В соответствии с принятыми стандартами сигнал на входе и на выходе регулятора громкости (тембров и баланса каналов) не превышает 0,7...1,0 В. Для того чтобы в подобной конструкции можно было использовать стандартные усилители мощности (со входными сигналами 0,7...1,0 В), необходимо предусмотреть постоянство уровня сигналов фильтров в пределах своей полосы пропускания.

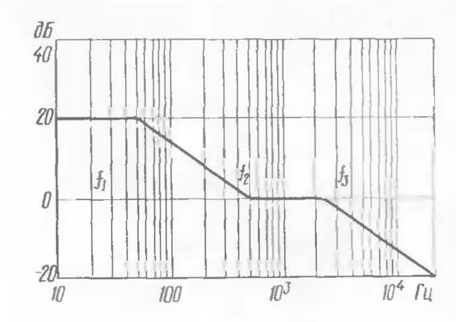
Легко заметить, что блоки 1 и 2 идентичны для однополосной и многополосной систем. Для многополосной системы специфичным являются вопросы, связанные с разделением по частоте сигналов (на этапе проектирования фильтров) и разделением сигнала по мощности (на этапе проектирования усилителя мощности). Это деление определяется частотными параметрами динамических головок.

Рассмотрим вопросы проектирования и выбора номиналов элементов электрических схем отдельных блоков.

Предусилитель-корректор

Отличительная особенность предусилителя-корректора — его неравномерная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Сигналы с магнитной головки звукоснимателя возрастают по амплитуде при возрастании частоты. И хотя их значение зависит от типа головки, закон возрастания регламентируется соответствующими ГОСТами. Назначение предусилителя-корректора: усилить входные сигналы и скорректировать их по частоте таким

Рис. 2. Аппроксимация АЧХ



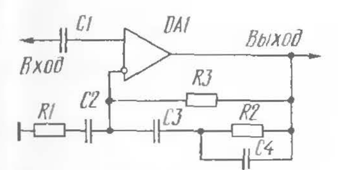


Рис. 3. Схема для получения АЧХ по рис. 2 (I вариант)

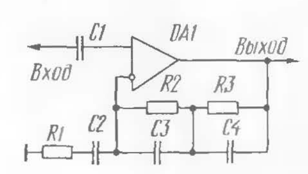


Рис. 4. Схема для получения АЧХ по рис. 2 (II вариант)

образом, чтобы результирующая АЧХ пары «магнитная головка + предусилитель-корректор» была линейной.

Точная кривая АЧХ уже приводилась на страницах журнала «Радио» [2]. Она подходит при проверке уже готовых изделий. При проектировании АЧХ удобно пользоваться аппроксимирующими ломаными линиями, показанными на рис. 2. Частоты излома имеют следующие значения: $f_1 = 50$ Гц, $f_2 = 500$ Гц, $f_3 = 2120$ Гц. Они являются основными при выборе номиналов элементов электрической схемы.

Для реализации АЧХ рис. 2 на операционных усилителях в настоящее время получили распространение две электрические схемы, показанные на рис. 3 и 4. Исходные расчетные соотношения (по рис. 3):

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C3R3}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi C3R2}, \quad f_3 = \frac{1}{2\pi C4R2}, \quad K_U = \frac{R1 + R2}{R1};$$

по рис. 4:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R2C3}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R3C3}, \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R3C4}, \quad K_U = \frac{R1 + R3}{R1}.$$

где K_U — коэффициент усиления по напряжению на частоте 1000 Гц; $C2 \geqslant \frac{1}{2\pi f_0 R1}$, $f_0 = 20$ Гц — начало частотной характеристики.

Пример. Спроектировать предусилитель-корректор с коэффициентом усиления $K_U = 100$.

1. Выбираем электрическую схему рис. 3.
2. Выбираем сопротивление резистора R3 равным 127 кОм.
3. Определяем емкость конденсатора C3:

$$C3 = \frac{1}{2\pi f_1 R3} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 127 \cdot 10^3} = 0{,}025 \cdot 10^{-6}\ \Phi = 0{,}025\ \text{мкФ}.$$

4. Определяем сопротивление резистора R2:

$$R2 = \frac{1}{2\pi C3 f_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}025 \cdot 10^{-6} \cdot 500} = 12700 = 12{,}7\ \text{кОм}.$$

5. Определяем сопротивление резистора R1:

$$R1 = \frac{R2}{K_U - 1} = \frac{12{,}7}{100 - 1} = 0{,}1282\ \text{кОм},$$

принимаем R1 = 127 Ом.

6. Определяем емкость конденсатора C4:

$$C4 = \frac{1}{2\pi f_3 R2} = \frac{1}{2\pi \cdot 2120 \cdot 12700} = 5{,}9 \cdot 10^{-9}\ \Phi = 5900\ \text{пФ}.$$

7. Определяем емкость конденсатора C2:

$$C2 = \frac{1}{2\pi f_0 R1} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 127} = 0{,}0000629\ \Phi = 62{,}9\ \text{мкФ},$$

принимаем C2 = 68 мкФ.

При работе с непостоянной амплитудой сигнала может потребоваться различное значение K_U, тогда для выбора номиналов удобно пользоваться табл. 1. Отклонение номиналов элементов от расчетных не должно превышать 2%.

Таблица 1

K_U	R3, кОм	R2, кОм	R1, Ом	C3, мкФ	C4, пФ	C2, мкФ
100	100	10	100	0,032	7500	71,3
120	100	10	83	0,032	7500	100
140	100	10	70	0,032	7500	100
200	100	10	50	0,032	7500	143

Регулятор тембра

Регулятор тембра служит для коррекции частотной характеристики всей схемы, а также для придания звуку желаемой окраски. Изменение характеристики в большинстве случаев происходит на краях частотного диапазона, где мы хотим создать нужную величину подъема (сплошная линия) или спада (пунктирная линия), как показано на рис. 5. На этом рисунке можно выделить три области: область низких частот $f < f_2$, где происходит изменение низкочастотных сигналов; область средних частот $f_2 \leqslant f \leqslant f_3$, где уровень сигналов не меняется, и область высоких частот $f > f_3$.

Область низких частот корректируется регулятором низкого тона, область высоких — регулятором высокого тона. Если величина подъема (спада) на краях частотного диапазона одинакова, то такие регуляторы называются симметричными. Наклон характеристик 20 дБ/дек (6 дБ/окт). При проектировании необходимо выбрать величину изменения характеристик ΔA и частоты излома f_1, f_2, f_3, f_4, при этом можно руководствоваться приблизительными соотношениями:

а) для подавляющего большинства слушателей достаточно значение $\Delta A = 10...20$ дБ;

б) частоты f_2 и f_3 необходимо дальше разносить друг от друга (на 0,5...1,0 дек), чтобы избежать взаимного влияния низкочастотного и высокочастотного регуляторов.

Различают пассивные и активные регуляторы тембра. Схема пассивного регулятора тембра выполнена на RC элементах и приведена на рис. 6. Резисторы R1, R2, R3 и конденсаторы C1, C2 реализуют регулятор низкого тона, резисторы R5, R6, R7 и конденсаторы C3, C4 — регулятор высокого тона, R4 — развязывающий резистор.

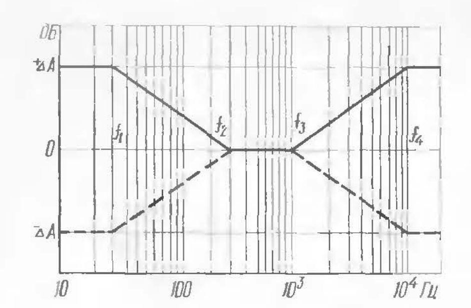


Рис. 5. АЧХ регулятора тембра

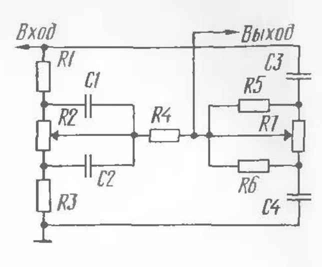


Рис. 6. Схема пассивного регулятора тембра

Подобная схема требует переменных резисторов (R2, R7) с сопротивлениями, меняющимися по логарифмическому закону при перемещении движка. В крайнем верхнем положении движков коэффициент передачи схемы по напряжению K_U на краях частотного диапазона будет равен 1. В области средних частот (так же, как и при среднем положении движков во всем диапазоне частот) $20\lg K_U = -\Delta A$ (в децибелах).

Исходные соотношения для выбора элементов схемы:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R1} = \frac{C1}{C2}$$ — величина подъема (спада) в области низких частот;

$$\frac{R6}{R5} = \frac{C3}{C4}$$ — величина подъема (спада) в области высоких частот;

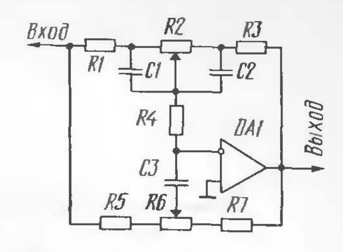
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R1C2} = \frac{1}{2\pi C1R2};$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C1R1} = \frac{1}{2\pi C2R3}, \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R5C3} = \frac{1}{2\pi R6C4},$$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R6C3}.$$

Для реализации этих равенств необходимо соблюдать соотношения: $R2 \gg R1 \gg R3$, $R7 \gg R5 \gg R6$. В пассивных регуляторах величина подъема характеристики получается за счет уменьшения коэффициента передачи при среднем положении движков потенциометра. Например, пассивный регулятор с $\Delta A = 20$ дБ имеет коэффициент передачи $K_U = 0{,}1$ при $f_2 < f < f_3$ (так же, как

Рис. 7. Схема активного регулятора тембра



и при среднем положении движков во всем диапазоне частот), поэтому после него должен стоять усилитель с коэффициентом $K_U = 10$.

Схема активного регулятора тембра приведена на рис. 7. Резисторы R1, R2, R3 и конденсаторы C1, C2 — регулятор низкого тона, R5, R6, R7 и C3 — регулятор высокого тона, R4 — развязка. Подобная схема требует переменных резисторов (R2, R6) с линейным законом изменения сопротивления при перемещении движка.

Исходные соотношения для выбора элементов схемы:

$$R1 = R3,\ R5 = R7,\ C1 = C2,\ R6 \gg 2(R1 + R5);$$

$$\frac{R1 + R2}{R1}, \left(\frac{R1}{R1 + R2}\right)$$ — величина подъема (спада) в области низких частот;

$$\frac{R5 + R1 + 2R4}{R5}, \left(\frac{R5}{R5 + R1 + 2R4}\right)$$ — величина подъема (спада) в области высоких частот;

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R2C1}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R1C1}, \quad f_3 = \frac{1}{2\pi(R1 + R5 + 2R4)C3},$$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R5C3}.$$

Пример. Спроектировать активный, симметричный регулятор тембра с величиной подъема (спада) частотной характеристики ± 20 дБ, то есть изменение коэффициента передачи в 10 раз.

1. Выбираем электрическую схему рис. 7.
2. Выбираем сопротивление резистора R2 = 100 кОм.
3. Определяем сопротивление резисторов R1 (R3):

$$\frac{R1 + R2}{R1} = 10, \quad R1 = \frac{R2}{10 - 1} = \frac{100}{9} = 11{,}1 \text{ кОм},$$

принимаем R1 = R3 = 11 кОм.

2—3335

4. Выбираем $f_1 = 20$ Гц, тогда $f_2 = 10 \cdot f_1 = 200$ Гц.
5. Определяем емкость конденсатора C1 (C2):

$$C1 = \frac{1}{2\pi R1 f_2} = \frac{1}{2\pi 11\cdot 10^3\cdot 200} = 0{,}073\cdot 10^{-6}\ \text{Ф} = 0{,}073\ \text{мкФ}.$$

6. Выбираем $R4 = 11$ кОм.
7. Определяем резистор R5 (R7):

$$\frac{R5+R1+2R4}{R5}=10;\quad R5=\frac{R1+2R4}{10-1}=\frac{11\cdot 10^3+2\cdot 11\cdot 10^3}{9}=$$
$= 3{,}7\cdot 10^3$ Ом,
принимаем $R5 = 3{,}6$ кОм.
8. Выбираем $f_4 = 10\,000$ Гц.
9. Определяем емкость конденсатора C3:

$$C3=\frac{1}{2\pi f_4 R5}=\frac{1}{2\pi\cdot 10^4\cdot 3{,}6\cdot 10^3}=0{,}45\cdot 10^{-8}\ \text{Ф}=0{,}0045\ \text{мкФ}.$$

10. Определяем сопротивление резистора R6:

$$R6 \gg 2(R1 + R5 + R4) = 2(11\cdot 10^3 + 3{,}6\cdot 10^3 + 11\cdot 10^3) =$$
$= 51{,}2\cdot 10^3$ Ом,
принимаем $R6 = 470$ кОм.

Как видно из приведенного примера, величины выбранных элементов R и C могут отличаться от расчетных в довольно широких пределах.

Разделительные фильтры

Основное назначение разделительных фильтров — разбить частотный диапазон сигналов на отдельные полосы, при этом сумма сигналов на выходе всех полос (по напряжению) должна оставаться равной входному сигналу. Из известных типов разделительных фильтров наибольшее распространение получили фильтры Баттерворта.

Частотная характеристика фильтра может быть определена следующими параметрами: частотой среза f_c и наклоном амплитудно-частотной характеристики, который зависит от порядка фильтра n. Амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот — кривая 1 и фильтра верхних частот — кривая 2 показаны на рис. 8. Частота, на которой эти кривые пересекаются, называется частотой сопряжения f_0. В согласованных

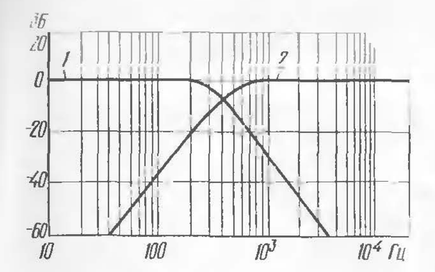


Рис. 8. АЧХ фильтров нижних и верхних частот

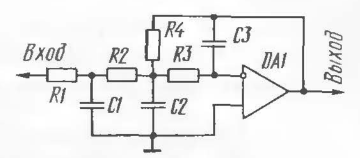


Рис. 9. Схема фильтра нижних частот

фильтрах на f_0 АЧХ опускается на 3 дБ. Выбор частот сопряжения определяется только АЧХ динамических головок акустической системы. При выборе наклона необходимо учитывать, что малый наклон накладывает менее жесткие требования к номиналам элементов фильтров, однако равномерная АЧХ динамической головки должна быть более широкой. Так, для фильтра первого порядка (наклон 6 дБ/окт) допустимый разброс номиналов $\pm 5\%$, а равномерная АЧХ динамической головки должна перекрывать частотный диапазон фильтра за частоту сопряжения на две октавы. Для фильтра третьего порядка (наклон 18 дБ/окт) допустимый разброс номиналов 1... 2%, а отклонение от этого требования приводит к искажению суммарной АЧХ усилителя более чем на ± 3 дБ. Практика проектирования подобных систем показала, что наиболее целесообразно применить фильтры третьего порядка.

На рис. 9, 10 приведены принципиальные электрические схемы фильтров нижних и верхних частот соответственно, реализующих характеристику Баттерворта третьего порядка.

Исходные расчетные соотношения [3]

Рис. 9:

$$R1= R2= R3= 0{,}5R4,\quad C1=\frac{2{,}4553}{2\pi f_0 R1},\quad C2=\frac{2{,}1089}{2\pi f_0 R1},$$

$$C3 = \frac{0{,}1931}{2\pi f_0 R1}.$$

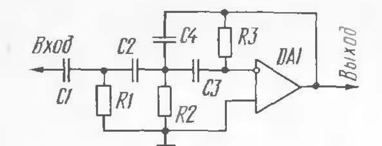


Рис. 10. Схема фильтра верхних частот

Рис. 10:

$$C1 = C2 = C3 = 2C4, \quad R1 = \frac{0,4074}{2\pi f_0 C1}, \quad R2 = \frac{0,4742}{2\pi f_0 C1}.$$

$$R3 = \frac{5,1766}{2\pi f_0 C1}$$

Пример. Спроектировать разделительные фильтры на частоту сопряжения 800 Гц.

Фильтр нижних частот:

1. Выбираем R1 = 11 кОм, тогда входное сопротивление будет равняться 22 кОм.
2. Определяем сопротивление резистора R4:
R4 = 2R1 = 22 кОм.
3. Определяем емкость конденсатора C1:

$$C1 = \frac{2,4553}{2\pi f_0 R1} = \frac{2,4553}{2\pi \cdot 800 \cdot 11000} = 4,45 \cdot 10^{-8}\ \Phi = 44\ 500\ \text{пФ}.$$

4. Определяем емкость конденсатора C2:

$$C2 = \frac{2,1089}{2\pi f_0 R1} = \frac{2,1089}{2\pi \cdot 800 \cdot 11000} = 3,82 \cdot 10^{-8}\ \Phi = 38\ 200\ \text{пФ}.$$

5. Определяем емкость конденсатора C3:

$$C3 = \frac{0,1931}{2\pi f_0 R1} = \frac{0,1931}{2\pi \cdot 800 \cdot 11000} = 3,5 \cdot 10^{-9}\ \Phi = 3500\ \text{пФ}.$$

Фильтр верхних частот:

1. Выбираем емкость конденсатора C1 = 11 000 пФ.
2. Определяем сопротивление резистора R1:

$$R1 = \frac{0,4074}{2\pi f_0 C1} = \frac{0,4074}{2\pi \cdot 800 \cdot 1,1 \cdot 10^{-8}} = 7400\ \text{Ом}.$$

3. Определяем сопротивление резистора R2:

$$R2 = \frac{0,4742}{2\pi f_0 C1} = \frac{0,4742}{2\pi \cdot 800 \cdot 1,1 \cdot 10^{-8}} = 8600\ \text{Ом}.$$

4. Определяем сопротивление резистора R3:

$$R3 = \frac{5,1766}{2\pi f_0 C1} = \frac{5,1766}{2\pi \cdot 800 \cdot 1,1 \cdot 10^{-8}} = 94\ 000\ \text{Ом}.$$

Подобрать номиналы элементов R или C, которые бы соответствовали расчетным, как правило, не представляется возможным. Поэтому на практике предварительно индивидуально измеряют несколько номиналов, а потом с помощью параллельного или последовательного соединения добиваются совпадения практических и теоретических номиналов с указанной выше точностью.

Предварительный стереоусилитель

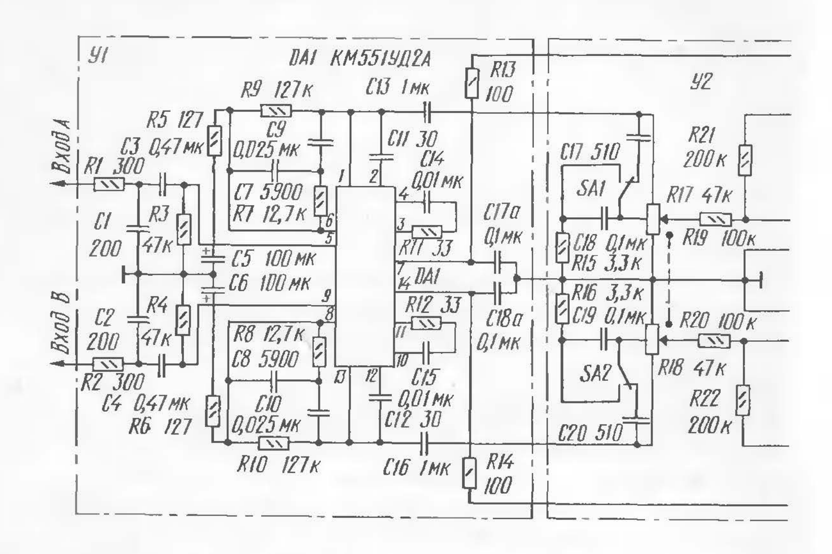
На рис. 11 представлена схема трехполосного стереоусилителя, включающего в себя: предусилитель-корректор (У1), регулятор громкости и баланс каналов (У2), регулятор тембров (У3), разделительные фильтры (У4).

Предусилитель-корректор рассчитан на работу с сигналами от магнитной головки звукоснимателя амплитудой 3...5 мВ и имеет коэффициент усиления K = 100 на частоте f = 1000 Гц.

Регулировка громкости осуществляется переменными сопротивлениями R17 (R18), имеющими логарифмическую зависимость, а баланс каналов — R29 (R30), имеющими равномерную зависимость изменения сопротивления при перемещении движка сопротивления. Переключатель SA1 реализует уровни равной громкости (на схеме рис. 11 указано его положение, когда он выключен).

Регулировка тембра звучания осуществляется переменными резисторами R35 (R38) для нижних частот и R36 (R37) для верхних частот.

Разделительные фильтры реализованы на четырех микросхемах. Первый канал с выходом A1 (B1) имеет полосу пропускания до 800 Гц. Он представляет собой фильтр нижних частот, построенный на микросхемах DA8 (DA10). Второй канал с выходом A2 (B2) имеет полосу пропускания от 800 до 3500 Гц. Он представляет собой фильтр верхних частот, с частотой $f_0 = 800$ Гц, построенный на микросхемах DA5 (DA7), и соединенный с ним последовательно фильтр нижних частот с $f_0 =$

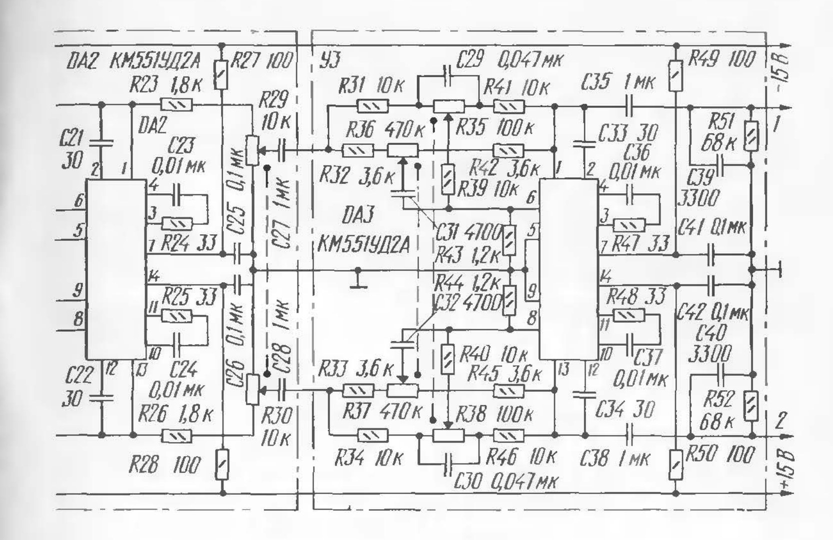


= 3500 Гц, построенный на микросхемах DA9 (DA11). Третий канал с выходом А3 (В3) имеет полосу пропускания свыше 3500 Гц. Он представляет собой фильтр верхних частот с $f_0 = 3500$ Гц, построенный на микросхемах DA4 (DA6).

Усилители мощности

К каждому выходу должен быть подключен свой усилитель мощности. Специфичным при проектировании усилителей мощности будет неодинаковое распределение мощности между каналами. Спектр прослушиваемого сигнала определяется типом источника звука. В настоящее время проектируемая звуковоспроизводящая аппаратура рассчитана на воспроизведение сигналов оркестров, в составе которых имеются электроинструменты. Подобный спектр показан на рис. 12 [4]. Он применяется для проверки готовых усилителей и акустических систем.

При проектировании многополосного усилителя важное значение имеет распределение мощности сигнала между каналами. Предположим, разработчик имеет три типа динамических головок: низкой частоты с полосой пропускания 20...1500 Гц, средней частоты с полосой пропускания 200...6000 Гц и высокой частоты с полосой пропускания 2...20 кГц. Выбираем частоты разделения каналов 800 и 3500 Гц.



Определение мощности каналов проведем с помощью кривой рис. 13 [4], где по вертикальной оси определяется мощность (в процентах), а по горизонтальной — диапазон частот. Если мощность всего спектра принять равной 100%, то, как видно из рис. 13, на сигналы частотой до 800 Гц приходится 70% всей мощности. На сигналы в диапазоне частот от 800 до 3500 Гц приходится 20% всей мощности, на диапазон частот свыше 3500 Гц — 10% мощности.

Эти соотношения должны обязательно учитываться при выборе усилителей мощности и динамических головок.

Литература

1. Лексины В. и В. Однополосный или многополосный? — Радио, 1981, № 4, с. 35—38.
2. Сухов Н., Байло В. Высококачественный предусилитель-корректор.— Радио, 1981, № 3, с. 35—38.
3. Audio Handbook, National Semiconductor Corporation, 1977, p. 53—55.
4. Hull M. D., End C.A.M.I.E.R.E. Building Hi-fi Speaker Systems, 1980, p. 74—78.

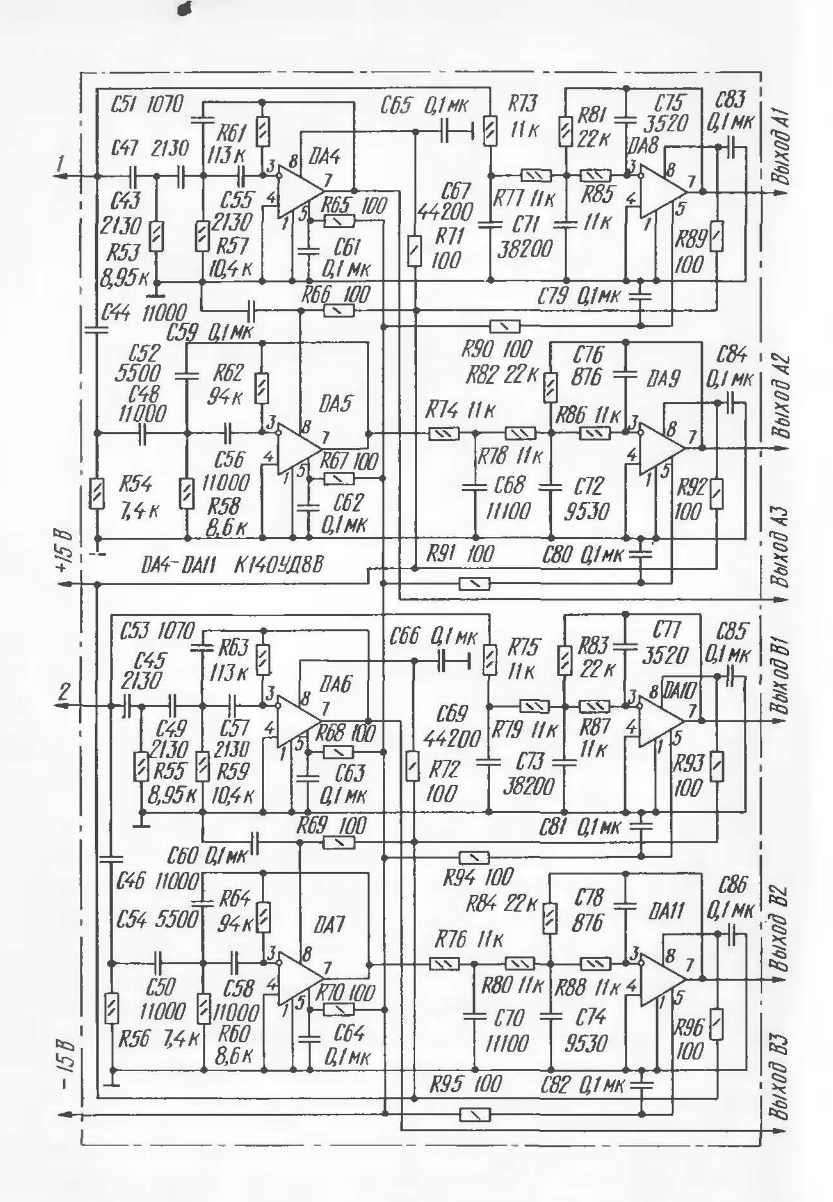


Рис. 11. Схема трехполосного стереоусилителя

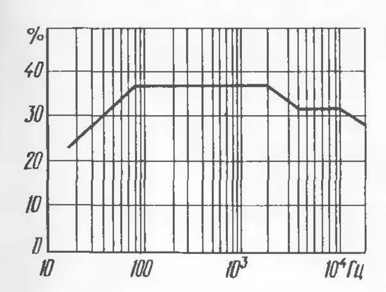


Рис. 12. Спектр сигнала электроинструмента

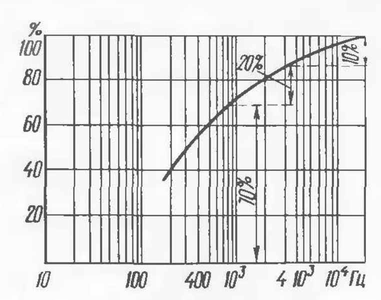


Рис. 13. График для определения мощности каналов

ЭЛЕКТРОННЫЙ РЕГУЛЯТОР ГРОМКОСТИ

Б. Колобов

В большинстве регуляторов громкости низкочастотного сигнала используют аналоговые плавные регуляторы на базе операционных усилителей или транзисторных схем. В ряде регуляторов применяют принцип дискретного управления величиной выходного сигнала, причем дискретность установки уровня выбирается, как правило, равной 3 дБ. Это обусловливается тем, что такой дискрет уровня удобен для прослушивания музыкальных программ. Однако для качественной перезаписи фонограмм требуется изменение уровня сигнала в меньшем диапазоне. Один из возможных путей преодоления этих трудностей — применение преобразователей код-напряжение, коммутируемых электронными переключателями. Но в этом случае неоправданно возрастают габаритные и стоимостные показатели такого узла. Немаловажное значение имеют и показатели надежности и трудоемкости наладочных работ изготовляемого узла. Более простой путь решения этого вопроса — использование микроэлектронных цифроаналоговых преобразователей, например, серии 572. Эта серия обладает низкой потребляемой мощностью, совместимостью со стандартными ТТЛ и КМОП уровнями, возможностью работы от одного источника питания.

В предлагаемом регуляторе громкости изменение уровня сигнала осуществляется посредством схемы управления, построенной с использованием устройства управления реверсивным цифровым счетчиком. Изменяемый цифровой код подается на входы цифроаналогового преобразователя со схемой коррекции. Для контроля за изменением цифрового кода, а следовательно, и уров-

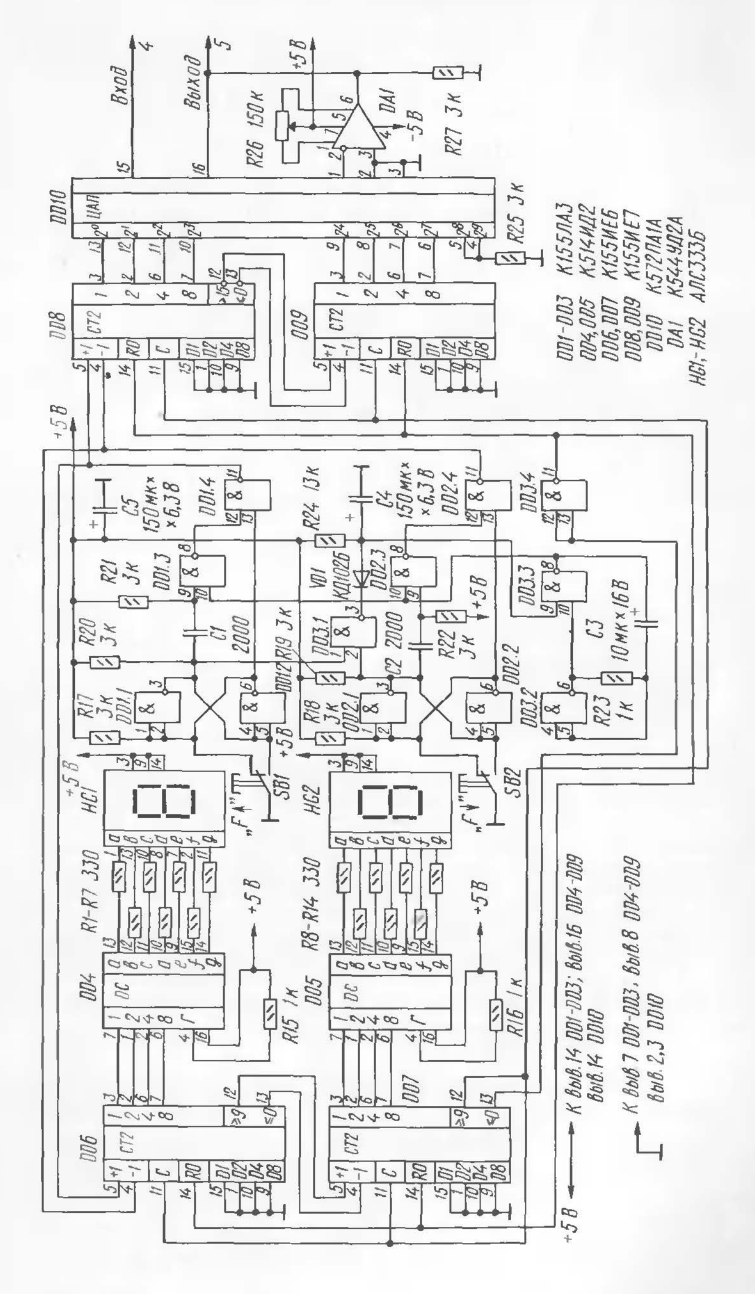


Рис. 1. Принципиальная схема регулятора

нем выходного сигнала служит схема индикации, построенная на реверсивном счетчике и дешифраторе двоичного кода в семисегментный код светодиодных матриц.

Принципиальная схема регулятора изображена на рис. 1. Регулятор позволяет изменять уровень выходного сигнала $U_{вых}$ в интервале частот от 20 Гц до 150 кГц с коэффициентом гармоник не более 0,01% при входном сигнале 1 В. Шаг изменения уровня сигнала соответствует значению 50 мВ. Выходное напряжение изменяется от 0 до 5 В. Неравномерность АЧХ устройства в полосе частот от 20 Гц до 150 кГц не более ±0,5 дБ. Величина выходного напряжения индицируется цифровым кодом на табло двух семисегментных индикаторов типа АЛС 333 Б. Изменение уровня сигнала осуществляется с помощью двух кнопок «F↑» и «F↓». Собственно преобразователь уровня сигнала собран на 10-разрядном умножающем ЦАП К572ПА1А, который является универсальным структурным звеном ЦАП и управляется цифровым кодом. Все элементы ЦАП выполнены в одном кристалле, размещенном в 16-выводном металлокерамическом корпусе. В состав кристалла входят: прецизионная резистивная матрица R-2R, токовые ключи на МОП транзисторах и входные инверторы, обеспечивающие управление ключами от стандартных уровней цифрового сигнала. Микросхема работает с прямым параллельным двойным кодом. Для ее функционирования необходимы: внешний источник опорного напряжения, роль которого выполняет входной сигнал звуковой частоты (вывод 15 — вход) и выходной операционный усилитель DA1, который подключается инвертирующим входом к выводу 1 DD10 и тем самым обеспечивается отрицательная обратная связь, и двоичный закон распределения токов в ветвях резистивной матрицы при равенстве потенциалов выводов 1 и 2 DD10. Неинвертирующий вход ОУ соединен с выводом 2 и 3 на «землю» (аналоговую). Отличительная особенность схемы данного ОУ заключается в возможности поддержания с высокой точностью большого значения коэффициента усиления при замкнутой цепи отрицательной обратной связи. Малые температурные дрейфы обеспечиваются внутренним включением входных транзисторов дифференциального каскада ОУ. Балансировка симметричности работы усилителя осуществляется за счет резистора R26, который позволяет получить симметричную характеристику усиления и снизить коэффициент нелинейных искажений.

Отличительной особенностью ЦАП К572ПА1А является возможность его работы в режиме независимости сопротивления открытых МОП транзисторов от амплитуды и направления протекающего тока, что позволяет изменять входное напряжение по амплитуде в широких пределах без нарушения линейности преобразования. Максимальное значение амплитуды переменного напряжения 5 В.

Управление токовыми ключами осуществляется реверсивными счетчиками DD8 и DD9, которые получают импульсы изменения состояния от устройства управления счетчиком DD1 — DD3 При кратковременном нажатии на кнопку «F↑» («F↓») переключается триггер на элементах DD1.1, DD1.2 (DD2.1, DD2.2). Короткий отрицательный импульс, сформированный дифференцирующей цепью C1R21 (C2R22), через элементы DD1.3, DD1.4 (DD2.3, DD2.4) воздействует на вход +1 (—1) микросхем DD8, DD6 и переводит реверсивные счетчики в состояние, соответствующее большему (меньшему) на единицу числу. Выходные сигналы счетчика переключают входы DD10, увеличивая или уменьшая выходной сигнал. Состояния счетчиков DD6, DD7 дешифруются микросхемами DD4, DD5 и отражаются на индикаторах. Так как выход микросхемы DD7 (⩾9⩽) соединен со входом C этой микросхемы и одноименными входами DD8, DD9, а выход ⩽0⩾ — через инвертор DD3.4 с их входами R_0, то при достижении состояний, соответствующих числам 99 (при нажатой «F↑») и 00 (при нажатой «F↓»), счетчик останавливается. При длительно нажатой кнопке «F↑» или «F↓» на выходе элемента DD3.1 устанавливается уровень логической 1 и конденсатор C4 начинает заряжаться через резистор R24. В момент, когда напряжение на конденсаторе достигает уровня логической 1 (примерно через 1,3 с), включается генератор на элементах DD3.2, DD3.3, и его импульсы с частотой около 8...12 Гц следуют через элементы DD1.3, DD1.4 (DD2.3, DD2.4) и также поступают на выход +1 (—1) микросхем DD6, DD8, непрерывно изменяя состояние счетчиков DD6—DD9, в сторону увеличения (уменьшения) соответствующего ему числа до предельного значения. Импульсы управления счетчиком одновременно поступают на узел индикации, который выполнен на счетчиках DD6, DD7, дешифраторах DD4, DD5 и светодиодных матрицах.

В электронном регуляторе использованы постоянные резисторы МЛТ-0,125; подстроечный резистор R26 СП3-19а; конденсаторы C1, C2 — КМ5, C3 — C5 — К52-1б.

Вместо указанных на схеме деталей можно использовать: АЛС324Б (HG1, HG2); КД102А — В, КД520А, КД521, КД522 (VD1); К50-16 (C3, C5); 140УД20, 140УД6, 140УД7, 140УД8, 153УД1, 574УД1, 574УД2 (DA1). Вместо всех микросхем 155 серии можно использовать 133 серию, но тогда придется внести небольшую корректировку, которая заключается в применении совместно с микросхемами 133 серии переходных колодок. Колодки содержат печатные дорожки под 133 серию, а дорожки контачат с колами, выведенными с противоположной стороны колодки и имеющими расположение размеров выводов 155 серии. Колодки с распаянными микросхемами и колами вставляются в отверстия, предназначенные для микросхем 155 серии в плате и пропаиваются.

Все детали размещены на плате из фольгированного стеклотекстолита СФ1-1,5. Монтаж перемычек на плате выполнен проводом МГТФ или ШБПВЛ. Чертеж печатной платы показан на рис. 2, а расположение элементов на ней — на рис. 3.

Н а л а ж и в а н и е регулятора начинают с проверки монтажа, затем проверяется работа счетчиков: при каждом нажатии на кнопку «F↑» или кнопку «F↓» показание индикаторов должно соответственно увеличиваться или уменьшаться на единицу. При длительном нажатии на эти же кнопки показания индикаторов должны нарастать или убывать до тех пор, пока они не окажутся равными 99 или 00. Работоспособность счетчиков указывает на работоспособность всей схемы управления.

Потенциальные возможности ЦАП 572ПА1А в данной схеме используются не полностью, так как он способен обеспечить 256 ступеней регулировки уровня громкости, но они ограничены до 100 ступеней двухразрядным десятичным индикатором. Недостаток, связанный с линейным законом регулирования уровня громкости, компенсируется большим количеством ступеней регулировки и возможностью быстрой регулировки при длительном нажатии кнопки.

Начальное состояние регулятора при включении питания соответствует нулевому уровню благодаря подклю-

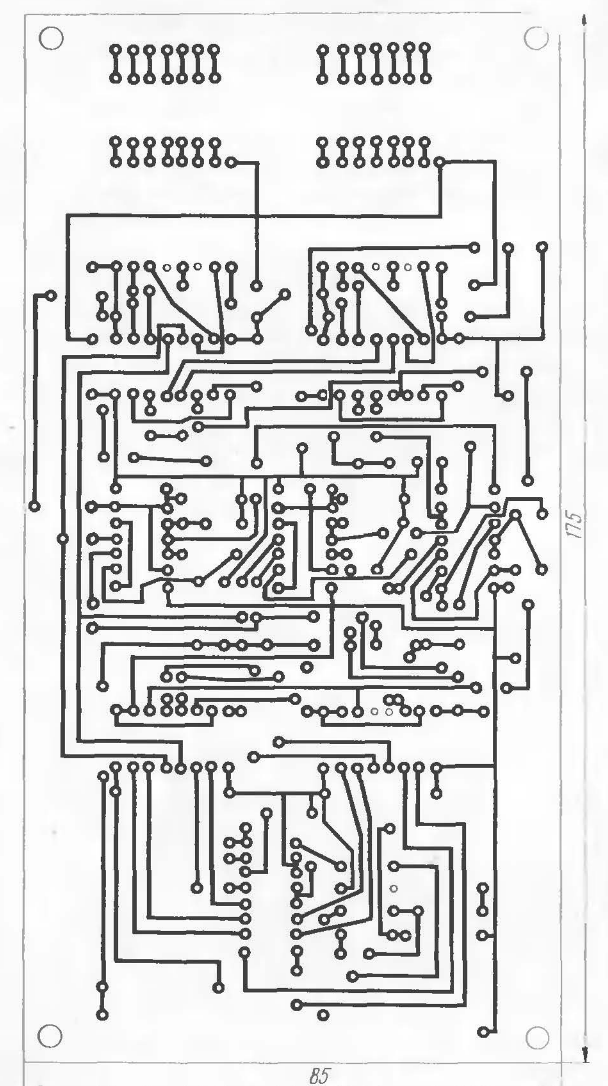


Рис. 2. Чертеж печатной платы

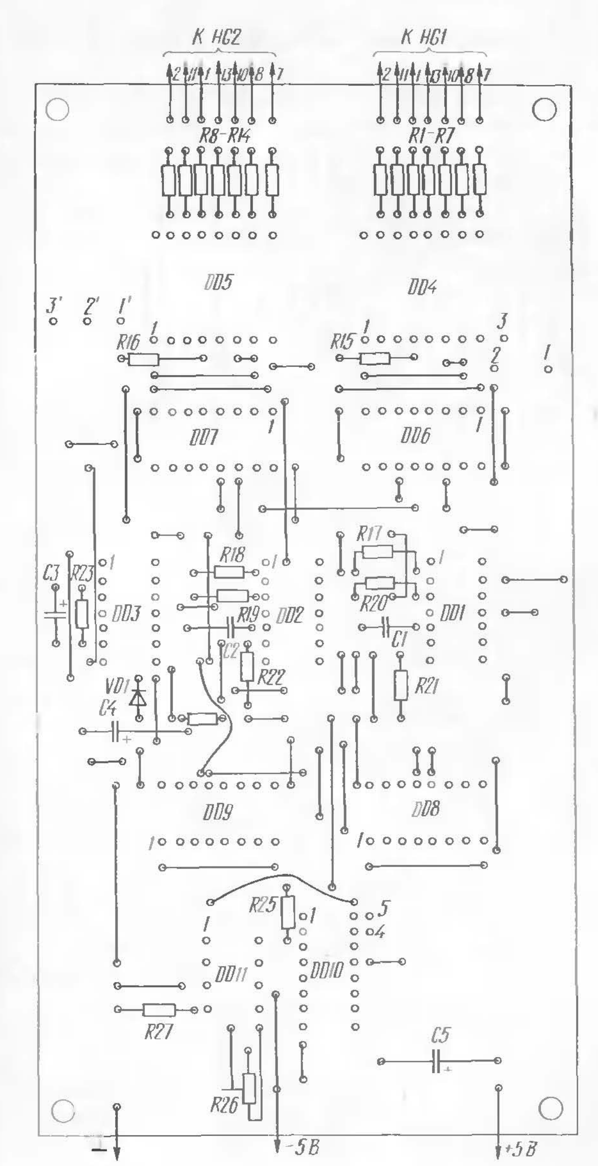


Рис. 3. Расположение элементов на плате

чению выводов Д1, Д2, Д4 и Д8 микросхем DD6 — DD9 к «земле».

Питание электронного регулятора громкости осуществляется от двух источников. Операционный усилитель DA1 питается от двуполярного источника напряжения ±5 В с током потребления 15 мА. Остальные элементы регулятора питаются от источника с напряжением 5 В с током потребления 350 мА. Допустимая пульсация напряжений источников питания не должна превышать 5 мВ.

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

СТАБИЛИЗАТОР ТОКА НАКАЛА ЦВЕТНОГО КИНЕСКОПА 61ЛК5Ц ТЕЛЕВИЗОРА «ТЕМП Ц-280»

Е. Боровиков

Цветной кинескоп является самой дорогостоящей деталью телевизора. От его работы во многом зависит качество воспроизводимого на экране телевизора изображения. Поэтому продление срока службы кинескопа имеет немаловажное значение и с лихвой окупает все затраты, связанные с усложнением схемы телевизора за счет дополнительных устройств, способствующих продлению долговечности кинескопа.

Долговечность цветного кинескопа определяется, в основном, долговечностью его катодов. Чаще всего кинескоп становится непригодным к эксплуатации из-за частичной или полной потери эмиссии одного или нескольких катодов. Долговечность катодов в сильной степени зависит от их температурного режима, т. е. от стабильности напряжения и тока накала. Колебания напряжения и тока накала вызывают изменения температуры нагрева катодов, а это, в свою очередь, влечет за собой изменение эмиссионных свойств катодов и, как следствие, яркости изображения и баланса белого.

В начале эксплуатации кинескопа требуемая яркость изображения обеспечивается эмиссией электронов с поверхностного слоя катодов, что может быть достигнуто при несколько пониженной температуре катодов, т. е. при пониженных напряжении и токе накала подогревателя.

В конце срока службы кинескопа даже при номинальном режиме работы подогревателя эмиссии электронов с поверхностного слоя катодов оказывается недостаточно для получения нормального тока лучей и приемлемой яркости изображения. Здесь следует увеличить напряжение и ток накала подогревателя, чтобы обеспечить эмиссию электронов из глубинных слоев катодов.

Таким образом, изменение напряжения накала кинескопа от минимального значения 5,7 В до максимально возможного, при котором кинескоп еще работоспособен, а также поддержание напряжения и тока накала с высокой стабильностью позволяют значительно продлить срок службы кинескопа.

Сокращение срока службы подогревателя происходит, в основном, из-за разрушения нити накала во время бросков тока при включении телевизора, когда холодная нить накала имеет небольшое сопротивление. Если уменьшить или совсем устранить этот бросок тока, то можно существенно продлить срок службы подогревателя.

Когда к подогревателю кинескопа сразу подается номинальное значение напряжения накала, то происходит быстрый разогрев катодов. Такой режим разогрева катодов нежелателен, так как из-за большого перепада температур между сильно разогретой внутренней, обращенной к нити накала, и холодной наружной поверхностями внутри материала катода из-за резкого температурного расширения возникают значительные по величине механические напряжения, приводящие к деформации катода, появлению микротрещин и осыпанию частиц поверхностного активированного слоя, что неизбежно сокращает долговечность кинескопа. Избавиться от этого дефекта можно только плавным разогревом катодов до рабочей температуры в течение длительного периода времени. Этого можно достичь путем плавного увеличения напряжения и тока накала до номинального значения.

К уже упомянутым факторам, отрицательно влияющим на долговечность, следует отнести подачу высокого напряжения на анод кинескопа до и в процессе разогрева катодов до рабочей температуры.

Одновременные действия мощного ускоряющего электрического поля между катодами и анодом кинескопа и механические деформации катодов электронных пушек из-за их быстрого разогрева повышают вероятность отрыва частиц поверхностного активированного слоя, что ухудшает эмиссионные свойства катодов. Особенно сильно этот дефект проявляется в безламповых телевизорах, в которых высокое напряжение на аноде кинескопа появляется практически мгновенно после включения телевизора.

Из вышеизложенного следует, что для увеличения срока службы кинескопа необходимо предусмотреть:

1) плавное увеличение напряжения и тока накала кинескопа в течение длительного периода времени от нуля до номинального значения. Допускается первоначальный скачок напряжения и тока накала величиной не более 20% от номинального значения, который не вызывает отрицательных последствий;

2) возможность установки требуемого напряжения накала от минимального значения 5,7 В до максимального, при котором кинескоп еще работоспособен;

3) стабилизацию установленных значений напряжения и тока накала;

4) подачу высокого напряжения на анод кинескопа только после разогрева катодов до рабочей температуры.

Предлагаемая схема стабилизатора тока накала кинескопа обеспечивает выполнение всех этих требований и имеет следующие технические характеристики:

Пределы регулировки напряжения накала, В	4,5...13,5
Пределы регулировки тока накала, А . . .	0,5...1,5
Нестабильность тока накала, %, не более . .	± 0,5
Время установления номинального значения тока накала, с	80

Принципиальная схема стабилизатора тока накала кинескопа приведена на рис. 1.

Усилитель, выполненный на транзисторе VT1, формирует из положительных полуволн синусоидального напряжения частотой 50 Гц, снимаемого с обмотки III трансформатора T1, периодическую последовательность импульсов напряжения прямоугольной формы положительной полярности с периодом следования 20 мс, которые подаются на вход микросхемы DD1. Счетчик DD1 с логическим элементом И (DD2) делят частоту входных импульсов в 64 раза. Эта последовательность импульсов с периодом следования $t = 64 \cdot 20$ мс $= 1{,}28$ с подается на вход микросхемы DD3. Счетчик DD3 и сумматор напряжения, выполненный на резисторах R13 — R21, образуют генератор опорного управляющего напряжения $U_{упр}$ ступенчатой формы. Диаграмма этого напряжения приведена на рис. 2. Это напряжение обеспечивает формирование тока накала.

В момент включения t_0 формируется первоначальный скачок тока накала $I_0 = 0{,}15\ I_{ном}$, определяемый резисто-

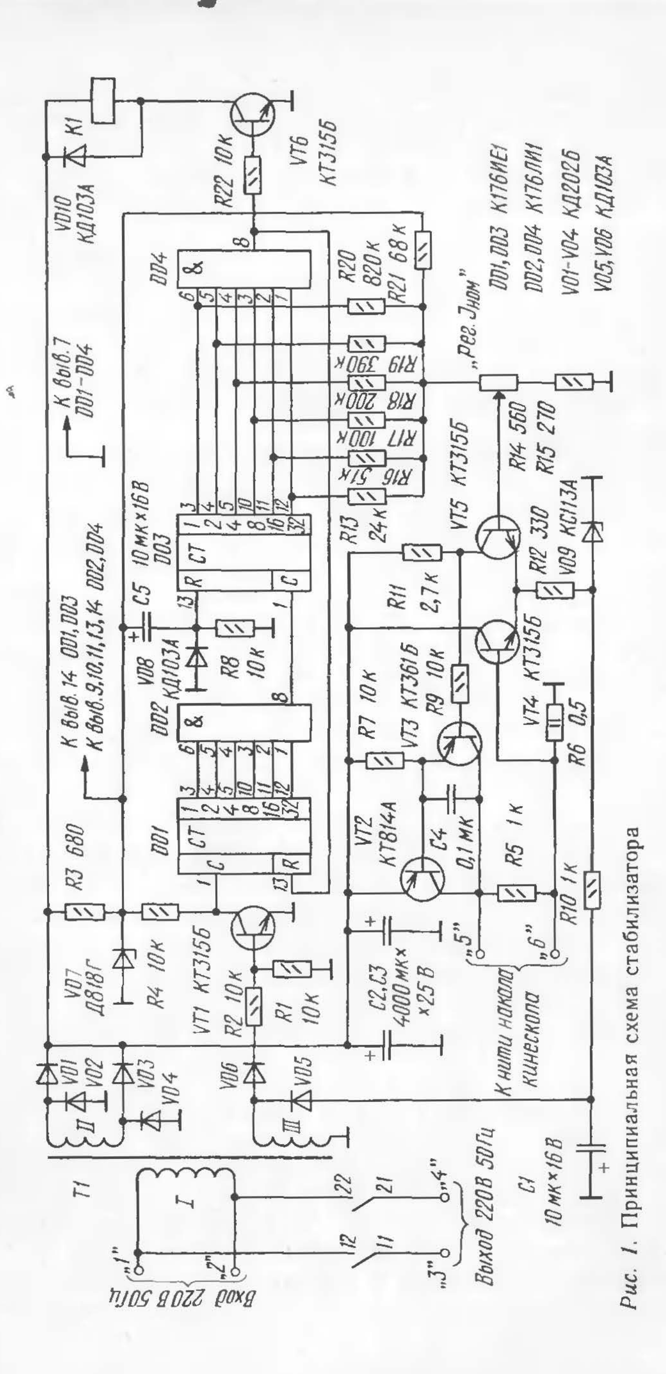
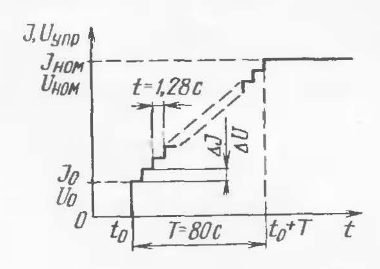


Рис. 1. Принципиальная схема стабилизатора

Рис. 2. Временная диаграмма напряжения $U_{упр}$



ром R21. Такой бросок тока накала для кинескопа не опасен, но позволяет несколько сократить время разогрева катодов, поскольку плавное увеличение тока накала от 0 до I_0 для холодной нити накала особого положительного эффекта не дает.

Счетчик DD3 из непрерывной последовательности импульсов формирует на своих шести выходах 64 комбинации логических 0 и 1, из которых сумматор на резисторах формирует 63 ступеньки управляющего напряжения. Благодаря этому ток накала кинескопа скачкообразно изменяется от первоначального значения I_0 до номинального значения $I_{ном}$. Величина каждого скачка тока накала равна

$$\Delta I = \frac{I_{ном} - I_0}{63} = 0{,}013\ I_{ном},$$

период следования скачков $t = 1{,}28$ с.

Через время $T = 1{,}28 \cdot 63 = 80$ с, когда на всех шести выходах счетчика DD3 появятся логические 1, на выходе схемы И (DD4) появится логическая 1, которая заблокирует счетчик DD1 по входу R и остановит работу генератора напряжения ступенчатой формы. Ток накала кинескопа достигнет номинального значения и будет зафиксирован на этом уровне до момента выключения телевизора.

Дифференциальный усилитель, собранный на транзисторах VT4 и VT5, сравнивает стабилизированное опорное управляющее напряжение $U_{упр}$, снимаемое с движка резистора R14, с падением напряжения на резисторе R6, образованным протекающим через него током накала кинескопа, и отрабатывает вместе с усилителем тока, собранным на транзисторах VT2 и VT3, его колебания из-за дестабилизирующих факторов.

Сила тока накала $I_{ном}$ регулируется переменным резистором R14. Когда сила тока накала достигнет значения $I_{ном}$, открывается транзистор VT6 и срабатывает реле K1, которое своими нормально разомкнутыми контактами включает телевизор, после чего на анод кинескопа подается высокое напряжение.

Дифференцирующая цепочка C5R8 с ограничительным диодом VD8 служат для установки счетчика DD3 в исходное состояние при включении стабилизатора.

В телевизоре «Темп Ц-280» питание нити накала кинескопа осуществляется от вторичной обмотки выходного трансформатора строк, на что расходуется часть мощности выходного каскада генератора строк. Применение данного стабилизатора с питанием от сети 220 В 50 Гц снимает эту нагрузку с генератора строчной развертки, что облегчает режим работы этого каскада и повышает его надежность и долговечность. При этом возрастет суммарная мощность, потребляемая телевизором от сети переменного тока, примерно на 10...15 Вт.

В стабилизаторе использованы постоянные резисторы типа МЛТ, переменный резистор СПЗ-1б (R14), конденсаторы К50-6 и МБМ (С4). Резистор R6 изготавливается намоткой отрезка высокоомного провода на резисторе МЛТ-0,5 Вт любого номинала.

Реле К1 типа РЭК29 ДУЩ0.451.000 ТУ, ДУЩ4.501.561 с рабочим напряжением обмотки 15 В. Его можно заменить на любое реле с напряжением срабатывания не более 15 В и током срабатывания не более 50 мА. Контакты реле должны быть рассчитаны на коммутацию напряжения 220 В частотой 50 Гц и тока 0,5 А.

Транзистор VT2 должен быть установлен на теплоотвод с эффективной площадью охлаждения не менее 500 см^2. Для уменьшения габаритных размеров радиатора рекомендуется выполнить его не как прямоугольную пластину нужной площади, а как набор П-образных пластин, вставленных одна в другую, с обязательным зазором между боковыми гранями 5...10 мм.

Вместо транзистора КТ814А можно использовать любой транзистор большой мощности, например КТ814 и КТ816 с любым индексом. Вместо транзисторов КТ315Б и КТ361Б можно использовать любой маломощный транзистор соответствующей проводимости, у которого $\beta \geqslant 50$. При замене транзистора VT6 следует иметь в

виду, что через него протекает ток обмотки реле К1, приблизительно равный 50 мА.

Вместо диодов КД202Б можно использовать диоды, выдерживающие средний выпрямленный ток не менее 0,75 А. Вместо диодов КД103А допустимы любые выпрямительные диоды.

Трансформатор Т1 выполнен на магнитопроводе Ш16×30. Обмотка I содержит 1530 витков провода ПЭЛ-0,18 мм, обмотка II содержит 84 витка провода ПЭЛ-1,2 мм, обмотка III содержит 42 витка провода ПЭЛ-0,18 мм. Для замены подойдет любой готовый трансформатор мощностью не менее 20 Вт, имеющий две вторичные обмотки: одну с напряжением 10...15 В и током потребления не менее 1 А, другую — с напряжением 4...8 В и током потребления не менее 0,01 А (например, сетевой трансформатор, имеющий три накальные обмотки, две из которых соединяются последовательно).

Все элементы стабилизатора (за исключением нескольких) устанавливаются на печатной плате, чертеж которой приведен на рис. 3. Расположение элементов на печатной плате показано на рис. 4. Собранная печатная плата, трансформатор Т1, реле К1, конденсаторы С2 и С3, транзистор VT2 с теплоотводом крепятся на общей плате подходящих размеров из изоляционного материала. Для уменьшения габаритных размеров стабилизатора размещать его составные части на общей плате следует компактно, вплотную друг к другу, теплоотвод и печатную плату крепить в вертикальном положении, реле и конденсаторы приклеить к общей плате эпоксидным клеем.

Собранный стабилизатор крепят внутри корпуса телевизора либо к дну ящика непосредственно за сетевым разъемом и антенным входом между платами фильтра питания ПФП (А12) и блока дополнительных регулировок БДР (А9.2), либо к левой боковой стенке ящика. При размещении стабилизатора сориентируйте его таким образом, чтобы трансформатор Т1 был максимально удален от колбы кинескопа. В противном случае собственное электромагнитное поле трансформатора нарушит сведение лучей кинескопа на части экрана, приближенной к трансформатору.

Данный стабилизатор тока можно применять в любых моделях цветных и черно-белых телевизоров, питающихся

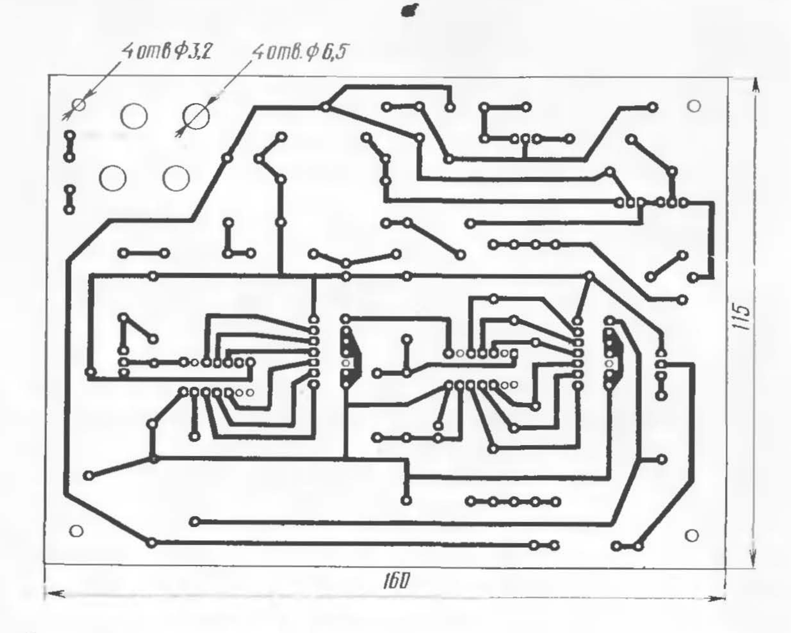


Рис. 3. Чертеж печатной платы

от сети переменного тока. В зависимости от типа кинескопа можно сместить пределы регулировки тока накала как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения путем несложной доработки самого стабилизатора. Для этого необходимо, соответственно, либо уменьшить, либо увеличить номинал резистора R15.

Если свободного пространства внутри корпуса телевизора недостаточно для размещения собранного стабилизатора, то его можно разместить и закрепить на ящике телевизора отдельно по частям: печатная плата в одном месте, трансформатор, реле, конденсаторы, транзистор с теплоотводом в других местах. При этом следует выполнить одно непременное условие: трансформатор T1 должен быть максимально удален от колбы кинескопа или помещен в пермаллоевый экран. В крайнем случае стабилизатор можно вынести за пределы корпуса телевизора, заключив его в какой-нибудь ящик. На работе телевизора это не скажется, но создаст определенные неудобства в эксплуатации.

После установки стабилизатора тока необходимо вы-

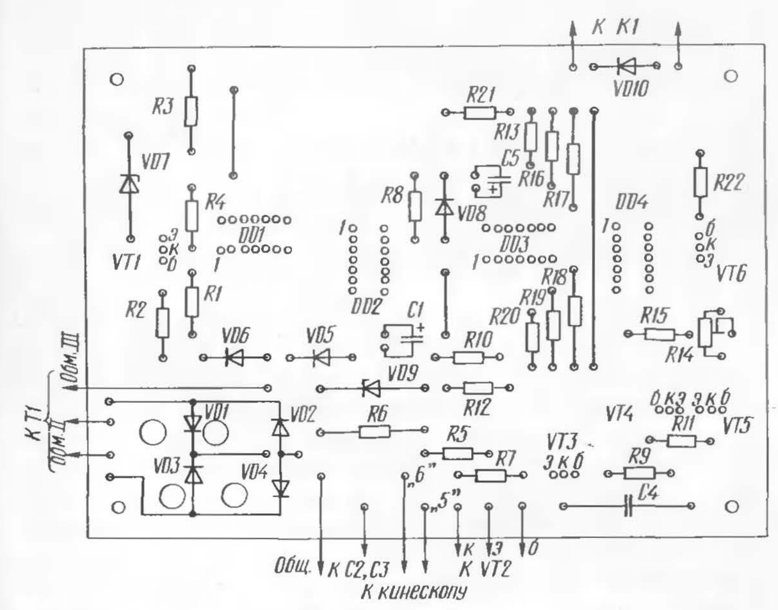


Рис. 4. Расположение элементов на плате

полнить его электрический монтаж, руководствуясь следующими правилами:

выключатель СЕТЬ телевизора используется для подачи напряжения переменного тока 220 В 50 Гц в стабилизатор;

питающее напряжение 220 В 50 Гц подается в блок питания телевизора через нормально разомкнутые контакты реле К1 стабилизатора;

напряжение накала с выхода стабилизатора подается на подогреватель кинескопа, предварительно отсоединенного от источника напряжения накала в самом телевизоре.

В телевизоре «Темп Ц-280» (ЗУСЦТ-61 модель Ц280) электрический монтаж стабилизатора тока выполняется следующим образом:

выпаяйте из отверстий 1 и 3 печатной платы фильтра питания ПФП (А12) двужильный провод, соединяющий плату ПФП с платой модуля питания МП-3-2 (А-4), и подпаяйте его к контактам 3 и 4 стабилизатора;

соедините двумя проводами МГШВ-0,5 мм^2 контакты 1 и 2 стабилизатора с отверстиями 3 и 4 в печатной плате ПФП;

выпаяйте из отверстия 3 в печатной плате кинескопа ПК-3-1 (А8) провод и тщательно изолируйте изоляционной лентой его оголенный конец;

соедините проводом МГШВ-0,5 мм^2 контакт 5 стабилизатора с отверстием 3 в печатной плате ПК-3-1, а контакт 6 стабилизатора с отверстием 2 в печатной плате ПК-3-1.

Внимание! При механическом и электрическом монтаже должен быть исключен электрический контакт между общими шинами стабилизатора тока и телевизора. В противном случае это приведет к замыканию на корпус постоянного напряжения, подаваемого на подогреватель для снижения разности потенциалов между подогревателем и катодами кинескопа.

Номинальное значение тока накала кинескопа устанавливается следующим образом:

поверните ось резистора R14 в стабилизаторе тока против часовой стрелки до упора, что соответствует минимальному значению напряжения накала;

подсоедините к контактам 5 и 6 стабилизатора тока вольтметр постоянного тока, например переносной ампервольтомметр;

включите на телевизоре кнопку СЕТЬ. Через 80 с телевизор включится и напряжение накала, измеряемое вольтметром, достигнет какого-то минимального установившегося значения;

установите по шкале вольтметра требуемое значение напряжения накала $U_{ном}$, поворачивая ось резистора R14 по часовой стрелке. Для нового кинескопа устанавливается значение $U_{ном} = 5{,}7$ В;

выключите телевизор и отсоедините вольтметр.

Если при дальнейшей эксплуатации телевизора обнаружится уменьшение яркости изображения из-за снижения эмиссионных свойств катодов кинескопа, то следует немного увеличить напряжение накала, выполнив операции по методике, изложенной выше.

ЗАЩИТА ЦВЕТНОГО КИНЕСКОПА

Г. Миллер

В последнее время в радиолюбительской литературе все чаще появляются статьи с предложениями по защите цветных кинескопов от преждевременного выхода из строя в процессе эксплуатации за счет ограничения тока накала подогревателей в первые минуты после включения телевизора, когда сопротивление холодных нитей накала мало, а также за счет задержки включения высокого напряжения на время, необходимое для разогрева катодов. При включении телевизора полное напряжение накала приводит к тому, что ток подогревателей превышает номинальное значение примерно в 3 раза. Для изоляции от катода подогреватель покрыт слоем алунда — окиси алюминия с добавкой связывающего вещества. Алунд обладает хорошей теплопроводностью и передает тепло от подогревателя катоду. Концы же подогревателя алундом не покрыты, так как они привариваются к выводам, и тепло от них отводится значительно хуже. Поэтому на непокрытых алундом концах подогревателя при включении питания выделяется мощность в 9 раз больше номинальной, что приводит к интенсивному испарению вольфрама с этих участков и их истончению. В результате сопротивление этих участков увеличивается, увеличивается также их нагрев, они становятся еще тоньше, и с течением времени в этом месте происходит перегорание нити накала. Этому способствуют деформации подогревателя, происходящие при скачке тока в момент включения телевизора.

Если в старых моделях ламповых телевизоров высокое напряжение на кинескоп подавалось только после прогрева ламп блока строчной развертки, когда катод кинескопа оказывался уже достаточно разогрет, то в современных полупроводниковых телевизорах высокое напряжение к аноду кинескопа подводится при недостаточно разогретом катоде. В этом отношении хуже всего дело обстоит с телевизорами типа УПИМЦТ-61-П (торговые индексы Ц-201, Ц-202, Ц-208) при использовании в них кинескопа 61ЛК3Ц, время разогрева катода которого Техническими условиями не регламен-

тировано. Но и при использовании кинескопа 61ЛК4Ц в этих телевизорах, для которого время разогрева катода не превышает 12 с, высокое и ускоряющее напряжения поступают на кинескоп слишком рано, когда катод прогрет еще недостаточно. Это приводит к преждевременному истощению катодов кинескопа и потере эмиссии через несколько лет эксплуатации.

В рекомендациях различных авторов для защиты кинескопа от указанных вредных явлений предлагаются схемы, содержащие автоматические устройства, использующие бареттеры, лампы накаливания, реле времени, для изготовления которых у начинающего радиолюбителя или владельца телевизора либо не хватает квалификации, либо не имеется нужных радиоэлементов. Между тем вместо использования автоматических устройств имеется возможность обеспечить благоприятный режим включения телевизора вручную с помощью простого тумблера. Особенно просто решается такая задача при наличии телевизора УПИМЦТ-61 или УПИМЦТ-67, в состав которых входят блоки питания БП-11, БП-13 или БП-15. Эти блоки позволяют при помощи простой коммутации подавать на подогреватель кинескопа вдвое меньшее напряжение накала и разрывать цепь +250 В, что приводит к отсутствию высокого напряжения на аноде кинескопа.

На рис. 1 показаны необходимые изменения в схемах блока трансформатора БТ-1 и блоков питания БП-11 или БП-13. В блоке трансформатора необходимо удалить проводник, показанный штриховой линией и включенный между контактами 6, 7 соединителя X5 и контактом 2 соединителя X3, к которому подключен подогреватель кинескопа. От указанных контактов, а также от перемычки, установленной между выводами 16 и 16′ трансформатора, выводятся провода к вновь устанавливаемому тумблеру SA1. В блоке питания разрезается проводник, включенный между анодами диодов VD6, VD8 и заземленным контактом 9 платы. Отсюда также выводятся провода на тумблер. В качестве тумблера необходимо использовать переключатель типа П2Т-7 или П2Т-8. Особенность этих тумблеров состоит в том, что они имеют три фиксированных положения, и одна группа контактов остается замкнутой при двух положениях тумблера, а переключается только в третьем положении. Если такой тумблер установить шлицом резьбовой части вверх, то в

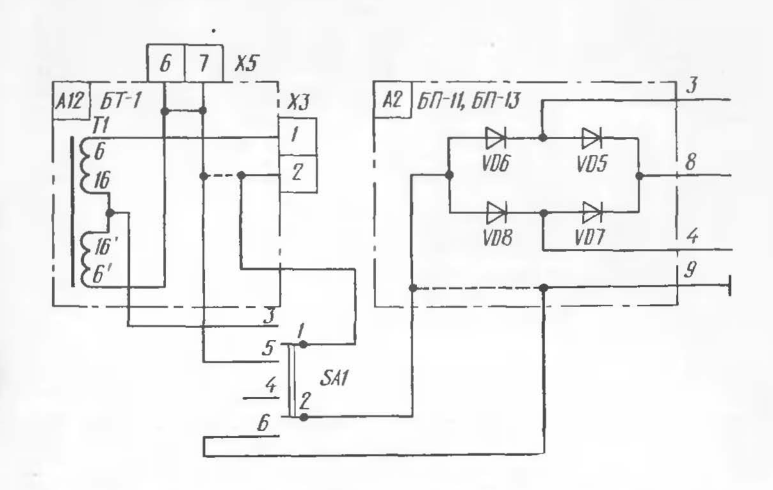


Рис. 1. Необходимые изменения в схемах блока трансформатора и блоков питания БП-11 или БП-13

нижнем положении ручки окажутся замкнутыми контакты 1—3 и 2—4, в среднем положении останутся замкнутыми контакты 1—3, а контакт 2 будет отключен, в верхнем положении будут замкнуты контакты 1—5 и 2—6. Исходное состояние тумблера — ручкой вниз. При таком положении включается телевизор. Из схемы видно, что при этом на подогреватель кинескопа подается половина напряжения накала с обмотки 6—16 сетевого трансформатора. Аноды диодного моста отключены от общей шины и высокое напряжение на кинескоп не поступает. В этом положении телевизор выдерживается несколько секунд, после чего тумблер переводится в среднее положение. На подогреватель кинескопа поступает полное напряжение накала, но высокое напряжение еще не подается. В этом положении делается вторая выдержка продолжительностью 10...12 с при кинескопе 61ЛК4Ц или 20...25 с при кинескопе 61ЛК3Ц. Затем тумблер переводится в верхнее положение, и на кинескоп поступает высокое напряжение. Выключение телевизора производится в обратном порядке, но между средним и нижним положениями тумблера выдержку можно не делать.

При использовании в телевизоре блока питания БП-15 коммутация напряжения накала производится как и ра-

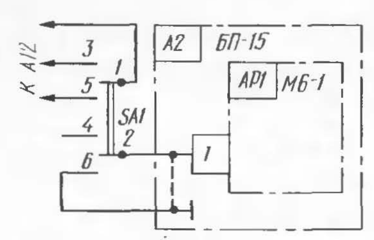


Рис. 2. Изменения в схеме при использовании блока питания БП-15

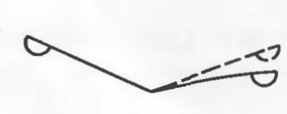


Рис. 3. Доработка тумблера П2Т-1 — П2Т-6

нее, а отключение высокого напряжения путем разрыва перемычки между контактом 1 соединителя модуля блокировки МБ-1 и общей шиной, как показано на рис. 2.

Тумблер устанавливается на задней стенке телевизора в отверстие, предназначенное для подключения пульта дистанционного управления, с использованием двух шайб, так как это отверстие слишком велико.

Если не удастся достать тумблер П2Т-7 или П2Т-8, можно использовать тумблеры П2Т-9, П2Т-10, П2Т-11 или П2Т-12, удалив проволочные возвратные пружины, после чего эти тумблеры не будут отличаться от П2Т-7 или П2Т-8. Можно также использовать тумблер П2Т с другим цифровым индексом, для чего его необходимо разобрать. У тумблеров П2Т-19 — П2Т-24 необходимо перевернуть коромысло, коммутирующее контакты 2—4—6. У тумблеров П2Т-1 — П2Т-6 необходимо подогнуть одно плечо коромысла так, как показано на рис. 3, а коромысло, коммутирующее контакты 2—4—6, не изменяется. Тумблеры П2Т-13 — П2Т-18 переделывать не нужно, достаточно лишь изменить на схемах нумерацию контактов: 1—3—5 соответственно на 2—4—6 и наоборот. Наконец, если не удастся найти тумблер типа П2Т, можно использовать два обычных тумблера с двумя фиксированными положениями. Один — переключающий напряжение накала, второй — замыкающий на общий провод либо аноды диодного моста, либо контакт 1 соединителя модуля блокировки.

В прейскуранте Центральной торговой базы Роспосылторга на 1988—1989 годы значится тумблер П2Т-1 и высылается заказчикам наложенным платежом. Его цена 1 р. 20 коп., код 01155957. Адрес базы: 111126, Москва, Авиамоторная ул., 50.

ЭЛЕКТРОНИКА — АВТОЛЮБИТЕЛЮ

УСТРАНЕНИЕ НЕИСПРАВНОСТЕЙ В ЭЛЕКТРОННЫХ РЕЛЕ УКАЗАТЕЛЕЙ ПОВОРОТА АВТОМОБИЛЕЙ

А. Ануфриев

В настоящее время электронные реле указателей поворота в автомобилях «Жигули» и «Москвич» строятся на основе микросхем 224ГГ2. Но, к сожалению, эта микросхема часто выходит из строя, приводя к отказам электронного реле, а значит, к нарушению работы указателей поворота. С такой неисправностью выезжать на автомобиле категорически запрещается. Что же делать, если вдруг случится такое, ведь микросхем 224ГГ2 в продаже не бывает, нет их и на станциях технического обслуживания автомобилей?

Оказывается, не нужно спешить искать новое электронное реле и выручить из беды вы можете себя сами, собрав небольшой узел на более распространенных деталях и установив его в электронное реле вместо микросхемы 224ГГ2. Как показала практика, надежность работы реле указателя поворота при этом намного повысилась.

На рис. 1 и 2 показаны принципиальные схемы электронных реле типа 23.3747 («Жигули» ВАЗ-2105) и РС950Е («Москвич-2140Д») после проведенной доработки. К сожалению, техническая документация на автомобили не комплектуется принципиальными схемами электронных реле, поэтому приведенные на рис. 1 и 2 схемы составлены автором по монтажным платам электронных реле и нумерация их элементов не соответствует заводской. При переделке электронных реле следует помнить, что все вновь вводимые элементы объединены в узел У1 и на схемах обведены штрихпунктирной линией. Остальные элементы сохранены в том виде, как они были установлены заводом-изготовителем.

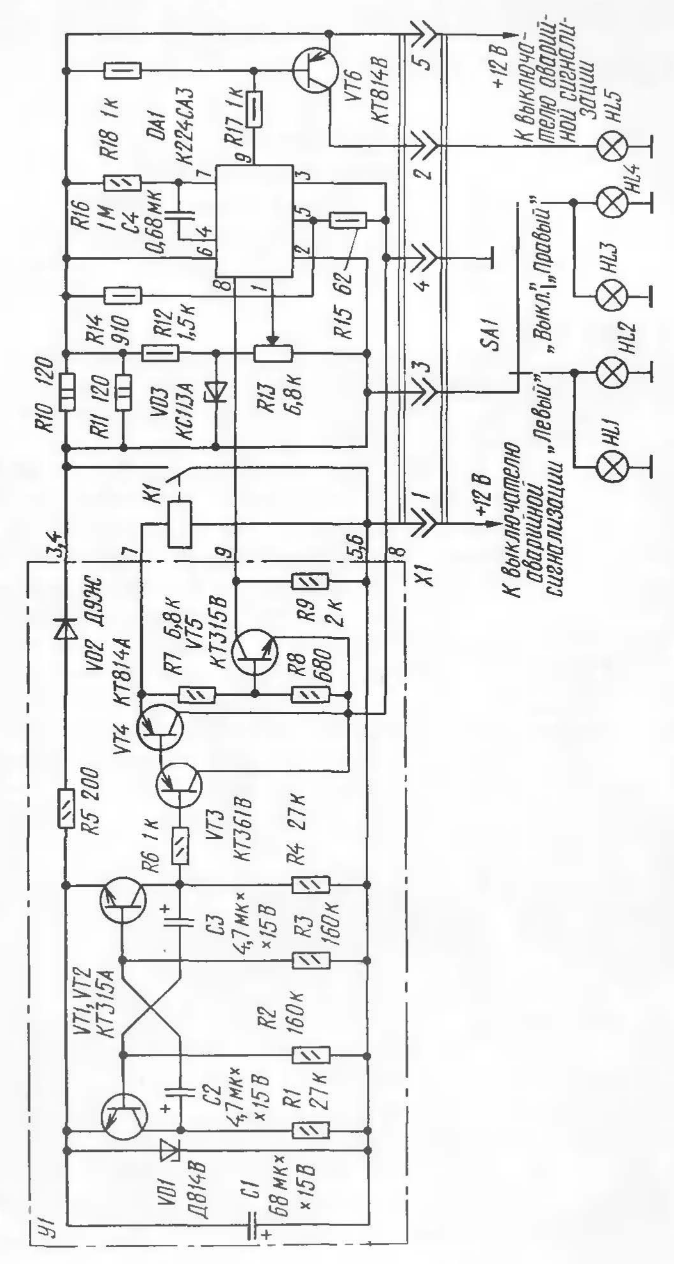


Рис. 1. Схема электронного реле указателей поворота 23.37.47 с изменениями

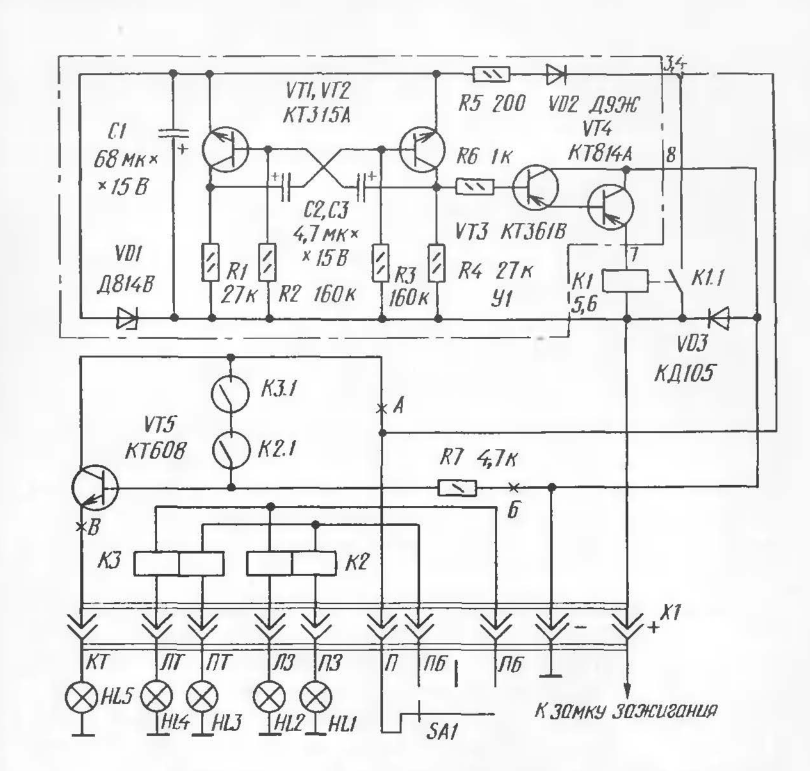


Рис. 2. Схема электроиного реле указателей поворота РС950Е с изменениями

Доработка электронных реле типа 23.3747 заключается всего лишь в установке вместо неисправной микросхемы 224ГГ2 нового узла У1 и соединения на монтажной плате устройства печатных проводников, подходивших к выводам 1 и 4 микросхемы, проволочной перемычкой. Последнее нужно для того, чтобы принципиальная схема реле приняла вид, показанный на рис. 1. Кроме микросхемы 224ГГ2 все заводские элементы остаются на монтажной плате.

В реле РС950Е доработка сводится к выпайке микросхемы 224ГГ2 и частотозадающих резисторов и конденсаторов, соединявшихся с выводами 1—4 микросхемы (иначе они будут мешать установке узла У1, имеющего несколько большие размеры, чем микросхема), и установке узла У1 на место микросхемы.

Электронные реле указателей поворотов, кроме создания импульсов тока в лампах правого или левого борта, выполняют функцию контроля исправности как самого реле, так и нитей накаливания ламп или контактов в их держателях.

Доработанное электронное реле автомобиля «Жигули» (см. рис. 1) работает следующим образом.

При включении переключателя поворотов SA1 в положение «Левый поворот» через нити накаливания ламп HL1 и HL2 переднего и заднего указателей поворота заряжается конденсатор C1, напряжение на котором используется для питания мультивибратора на транзисторах VT1, VT2. Ток зарядки конденсатора C1 проходит по цепи: положительный полюс источника питания (аккумулятор или генератор), контакты 5 и 6 узла У1, конденсатор C1, резистор R5, диод VD2, контакты 4 и 3 узла У1, контакт 3 разъема X1, нити накала ламп HL1, HL2, отрицательный полюс источника питания («масса» автомобиля).

Напряжение на конденсаторе C1 быстро достигает уровня напряжения стабилизации стабилитрона VD1 (примерно за 0,05 с), и мультивибратор на транзисторах VT1 и VT2 начинает работать с частотой 1...2 Гц.

В результате, когда транзистор VT2 открывается, напряжение конденсатора C1 оказывается приложенным к резистору R4 и через резистор R6 — к эмиттерному переходу составного транзистора VT3, VT4. Составной транзистор открывается, и срабатывает электромагнитное реле K1, которое включает лампы HL1 и HL2. При запирании транзистора VT2 транзисторы VT3, VT4 запираются, реле K1 отпускает и лампы HL1 и HL2 гаснут.

Когда контакты реле K1 замыкаются, напряжение бортовой сети не поступает на мультивибратор, и он работает за счет напряжения на конденсаторе C1. Диод VD2 предотвращает разряд конденсатора C1 через замкнутые контакты реле. Стабилитрон VD1 ограничивает напряжение на конденсаторе C1. Это предотвращает сбои в работе мультивибратора или вывод его из строя при повышении напряжения в бортовой сети автомобиля.

На транзисторе VT5 выполнен инвертирующий усилитель, с нагрузки которого (резистор R9) при срабатывании реле K1 подается положительное напряжение в базу выходного транзистора микросхемы DA1. Этот транзистор отпирается, отпирая транзистор VT6, в коллекторную

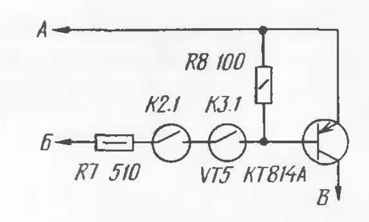


Рис. 3. Включение p-n-p транзистора в узел контроля работы реле РС950Е

цепь которого включена лампа контроля работы указателя поворота HL5. В результате до тех пор, пока переключатель SA1 будет находиться в одном из крайних положений, лампа HL5 будет загораться синхронно и синфазно с лампами указателя поворота.

На микросхеме DA1 выполнен компаратор, на выходе 9 которого при неисправности одной из ламп указателя поворота в течение всего времени его работы появляется низкое напряжение. При этом лампа контроля HL5 будет гореть постоянно, сигнализируя о неисправности.

Электронное реле автомобиля «Москвич» (см. рис. 2) отличается узлом контроля работы указателя поворота. При включении переключателя поворотов SA1 в левое по схеме положение аналогичным образом через обмотки герконовых реле K2, K3 и лампы HL2 (левый задний указатель), HL4 (левый передний указатель) подается питание на мультивибратор (транзисторы VT1, VT2), срабатывает и отпускает реле K1.

При срабатывании реле K1, если обе лампы указателя поворота исправны, в обмотках реле K2 и K3 течет ток, магнитоуправляемые контакты K2.1 и K3.1 замыкаются, подавая в базу транзистора VT5 отпирающий его сигнал. В результате вместе с лампами указателя поворота мигает лампа контроля HL5. При неисправности одной из ламп указателя поворота контрольная лампа не загорается вообще.

Некоторые модификации электронного реле РС950Е отличаются типом транзистора, коммутирующего контрольную лампу HL5, и схемой его включения, которая показана на рис. 3. Выводы А, Б, В в этом случае подключаются к соответствующим точкам на схеме рис. 2.

При установке узла, заменяющего микросхему 224ГГ2, в электронное реле РС950Е необходимость в инвертирую-

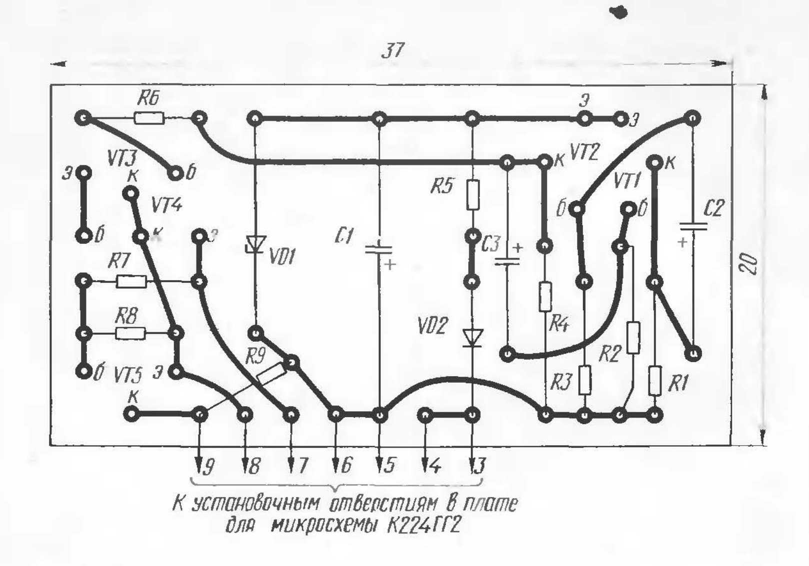


Рис. 4. Эскиз печатной платы

щем усилителе (транзистор VT5 и резисторы R7—R9 на рис. 1) отпадает, поэтому на рис. 2 он не показан и на плате его элементы не устанавливают. Эскиз печатной платы нового узла и схема размещения деталей на ней показаны на рис. 4. Выводы 3, 5, 9 являются одновременно выводами диода VD2, конденсатора C1 и резистора R9 (см. рис. 1). Нумерация выводов узла соответствует нумерации выводов микросхемы 224ГГ2. Выводы 1 и 2 в узле У1 отсутствуют, так как разместить их на плате из-за малого ее размера не удается. Но в этом и нет необходимости, потому что никакие детали нового узла к ним не подключаются.

При исправных деталях нового узла и правильном монтаже электронное реле начинает работать сразу и в налаживании не нуждается. Если будет наблюдаться срабатывание реле К1 при выключенном переключателе SA1, то это укажет на неисправность транзистора, коммутирующего контрольную лампу HL5 (транзистор VT6 на рис. 1 или VT5 на рис. 2), так как при этом через пробитые переходы транзистора на вывод 4 узла будет поступать отрицательное напряжение бортовой сети автомобиля.

В новом узле можно применить стабилитроны Д814В-Д, КС210Б, КС196, КС211 (VD1), диоды Д9, КД103, КД503, КД509 (VD2) с любыми буквенными индексами и транзисторы КТ315 (VT1, VT2), КТ814, КТ626 (VT4) также с любыми буквенными индексами. Транзисторы VT3 и VT5 (см. рис. 1) желательно выбирать с индексом В. Все резисторы — малогабаритные типов ВС, ОМЛТ, МТ и др., рассчитанные на мощность рассеяния 0,12...0,25 Вт. Конденсаторы C1—C3 — типа К53-1, К53-4, но можно использовать и малогабаритные конденсаторы К50-6, К50-16, рассчитанные на рабочее напряжение 15...10 В.

ЭЛЕКТРОНИКА И АВТОМАТИКА В БЫТУ

ПРОСТОЙ ТАЙМЕР

В. Мальцев

Данный таймер найдет широкое применение в фотографии при проявлении пленок, кулинарии, медицине при проведении физиопроцедур и т. д. От аналогичных конструкций он отличается простотой, мелкой дискретностью, повышенной точностью и стабильностью выдержек.

Основные технические характеристики

Диапазон выдержек, мин	0...99
Дискретность задания выдержки, мин	1
Напряжение питания, В	5...12
Потребляемый ток, мА:	
в рабочем режиме	0,3
во время звукового сигнала	10

Функциональная схема таймера приведена на рис. 1.

Таймер содержит схему 1 начальной установки всех счетчиков в исходное нулевое положение, что необходимо для правильной работы таймера. Задающий генератор 2, вырабатывающий импульсы частотой 1024 Гц и 2 Гц (необходимые для формирования звуковых сигналов окончания выдержки), а также последовательность минутных импульсов, которые поступают последовательно на счетчик-дешифратор 3 (единиц минут) и 4 (десятков минут), переключатели SA1, SA2 для установки требуемой выдержки времени. Формирователь звукового сигнала 5, разрешающий прохождение пачек импульсов частотой 1024 Гц с периодом 0,5 с на усилитель 6 при совпадении выдержки, установленной на переключателях SA1 и SA2 и на соответствующих выходах счетчиков-дешифраторов 3 и 4. Звуковой сигнал воспроизводится телефоном HA1 в течение минуты, но для экономии энергии источника питания желательно отключить таймер, не дожидаясь окончания одной минуты, так как он во время сигнала потребляет наибольший ток около 10 мА.

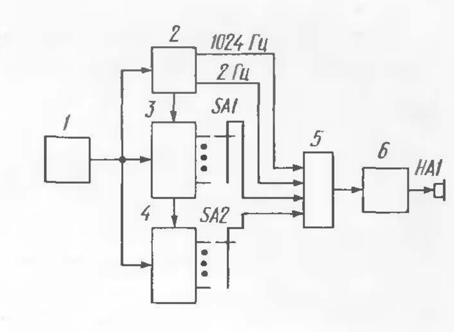


Рис. 1. Функциональная схема таймера

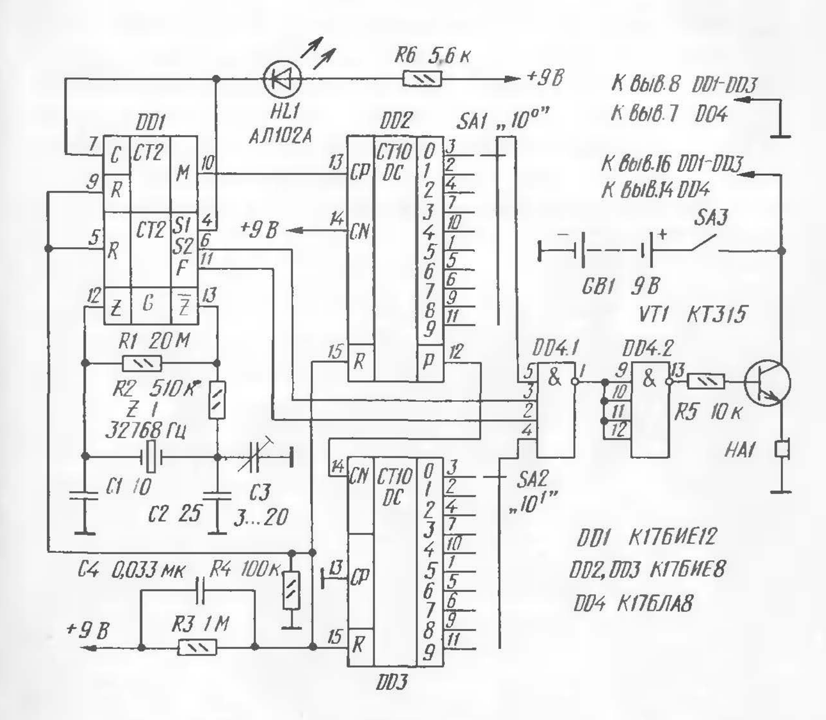


Рис. 2. Принципиальная схема таймера

Все управление таймером сводится к установке переключателями необходимой выдержки и запуску таймера.

Рассмотрим работу таймера подробней по принципиальной схеме рис. 2. Схема начальной установки счет-

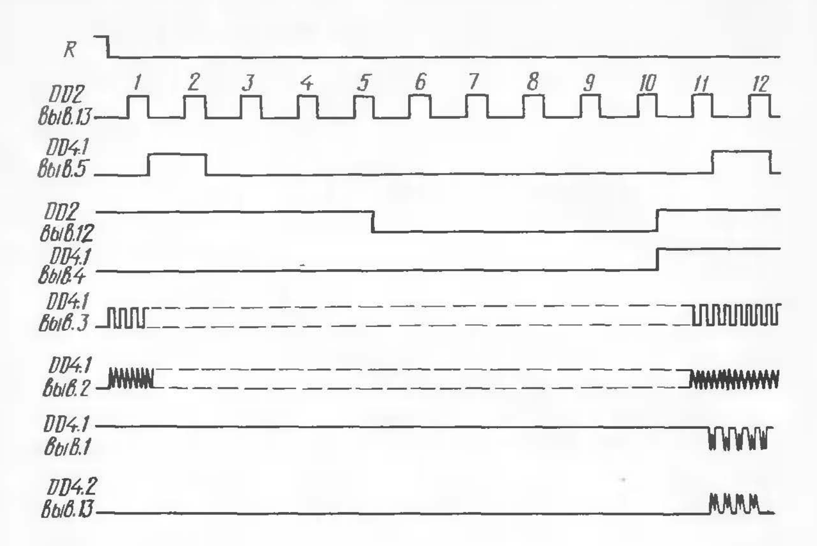


Рис. 3. Временная диаграмма работы счетчиков и формирователя звукового сигнала таймера

чиков, выполненная на элементах C4, R4, в момент включения переключателя SA3 формирует положительный импульс. Резистор R3 необходим для разрядки конденсатора C4 при выключении таймера.

Задающий генератор (микросхема DD1, резонатор Z на частоту 32 768 Гц) вырабатывает на выходе M импульсы с периодом, равным 1 мин, которые поступают на вход CP счетчика-дешифратора DD2. В первую минуту счета уровень логической 1 будет только на выходах 0 счетчиков DD2, DD3, на остальных же выходах будет низкий уровень. По мере поступления минутных импульсов с делителя-генератора DD1 уровень логической 1 будет поочередно появляться и на других выходах счетчика DD2. Счетчик DD3 подсчитывает десятиминутные импульсы, поступающие с выхода P счетчика минут DD2, единственное различие в том, что импульсы поступают на вход CN микросхемы DD3, а на входе CP DD3 присутствует низкий уровень. Это связано с отрицательной полярностью десятиминутных импульсов, поступающих с выхода P микросхемы DD2.

Временная диаграмма работы счетчиков и формирователя звукового сигнала таймера приведена на рис. 3.

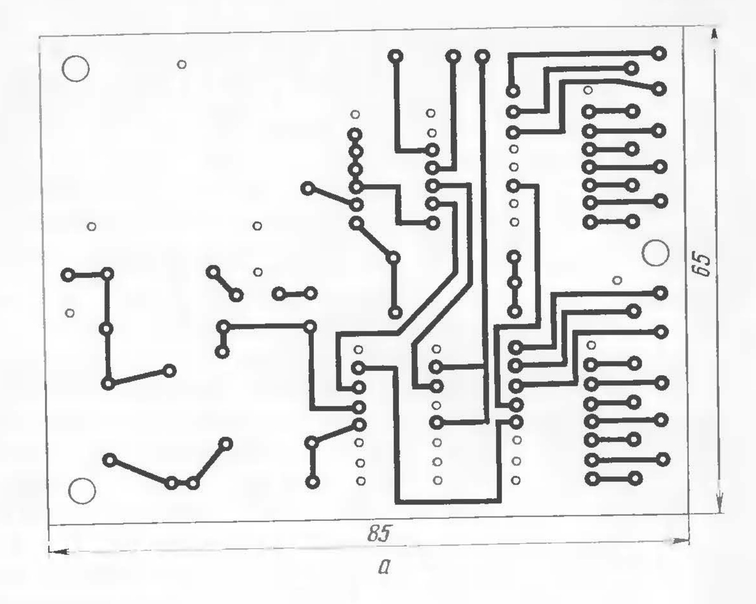
Формирователь звукового сигнала выполнен на четырехвходовом элементе 4И-НЕ, микросхема DD4. На вход 2 DD4.1 поступают импульсы с частотой повторения 1024 Гц с выхода F задающего генератора DD1, на вход 3 этого же элемента — импульсы частотой 2 Гц с выхода S2 микросхемы DD1, а на входы 4 и 5 — с переключателей SA1 и SA2. Высокий логический уровень на выходе 1 микросхемы DD4.1 будет сохраняться до тех пор, пока на обоих входах 4 и 5 этой микросхемы с переключателей SA1 и SA2 не появятся высокие уровни. В результате совпадения пачки импульсов частотой 1024 Гц и длительностью 0,25 с с вывода 13 будут усилены по току транзистором VT1 и воспроизведены телефоном HA1. В итоге мы услышим сигналы, похожие на сигналы точного времени. Инвертор DD4.2 необходим для того, чтобы в режиме отработки выдержки транзистор VT1 был закрыт (что ведет к снижению потребляемой энергии).

Для повторения выдержки достаточно выключить и снова включить SA3. Светодиод HL1 сигнализирует о работе задающего генератора. Применение микромощных микросхем серии К176 позволило в качестве источника питания применить батарею «Крона» или 4—6 аккумуляторов Д-0,1.

В таймере использованы резисторы МЛТ, конденсаторы КМ5 (C4), КТ1-1 (C1, C2), КТ4-1Т (C3), телефон ДМША-1А или любой электромагнитный капсуль (телефонный) с сопротивлением более 60 Ом, переключатели SA1 и SA2 типа ПП10, можно использовать и ПМ. Выключатель SA3 — микротумблер МДТ-1, микросхему К176ИЕ8 можно заменить на К561ИЕ8 или К564ИЕ8, а К176ЛА8 — на К561ЛА8, К564ЛА8.

Таймер собран на плате с двухсторонним печатным монтажом, чертеж которой изображен на рис. 4. Он смонтирован в пластмассовой коробочке подходящих размеров. В ней закреплены переключатели выдержек времени SA1, SA2, тумблер запуска таймера SA3 (он же включатель питания), светодиод HL1 и капсюль HA1. Плата закреплена в нем тремя винтами М3.

В налаживании правильно собранный из исправных деталей таймер не нуждается, при необходимости частоту задающего генератора можно подстроить конденсатором C3 по цифровому частотомеру, подключив его к выводу 14 или 13 микросхемы DD1.



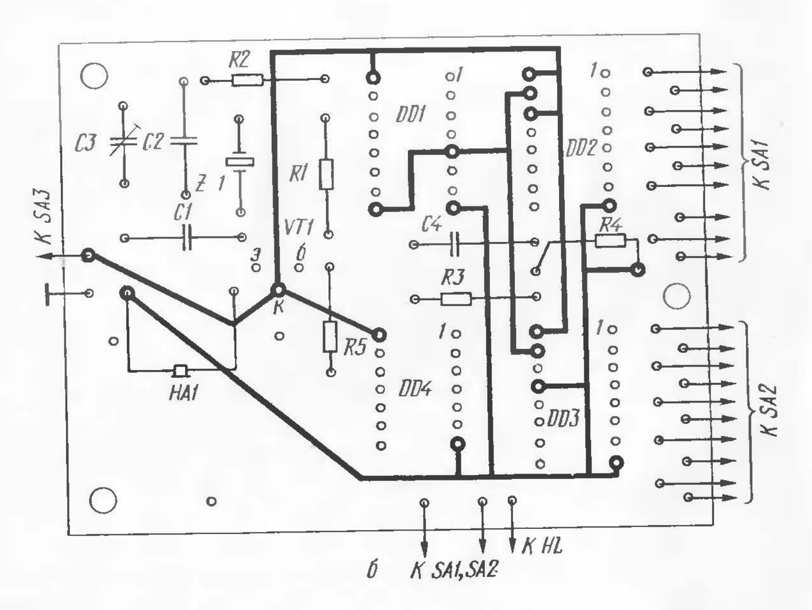


Рис. 4. Печатная плата таймера: а — печатный монтаж; б — расположение элементов

При желании в таймер можно ввести еще один диапазон выдержек от 0 до 99 с, для этой цели подойдет второй тумблер МДТ-1, который будет переключать вывод 13 микросхемы DD2 между выводами 10 и 4 микросхемы DD1.

АВТОМАТ СВЕТОВЫХ ЭФФЕКТОВ

А. Немов

В журнале «Радио» и в сборниках «В помощь радиолюбителю» неоднократно публиковались различные автоматы световых эффектов. Предлагаемый автомат отличается от ранее опубликованных использованием восьмиразрядного сдвигового регистра К155ИР13, что позволило получить довольно простое устройство для управления восемью световыми излучателями (гирлянды, фонари), которые можно использовать при оформлении дискотек, вечеров, новогодних елок и т. д.

Описываемый автомат световых эффектов позволяет в любой момент задать любую комбинацию переключения (одна гирлянда, две вместе, две врозь, три вместе и т. д.), менять направление движения света, а также получить световой эффект, когда лампы поочередно зажигаются, а затем поочередно гаснут.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1. Автомат состоит из генератора тактовой частоты на элементах DD1.1, DD1.2, частоту которого можно плавно менять переменным резистором R3, восьмиразрядного реверсивного сдвигового регистра DD4, на элементах DD3.1, DD3.2 выполнен коммутатор, на элементах DD1.3, DD1.4 — триггер для управления коммутатором, на микросхеме DD2 — узел управления режимами работы регистра DD4, на транзисторах VT2 — VT9 и тиристорах VS1 — VS8 — восемь выходных каскадов для управления светоизлучателями EL1 — EL8.

Для начала рассмотрим работу восьмиразрядного сдвигового регистра К155ИР13. Регистр имеет восемь входов D1 — D8 для записи параллельной информации и такое же число выходов 1—8 для снятия информации, входы DR, DL для записи последовательной информации, управляющие входы SR, SL для выбора режима работы регистра, вход тактовых импульсов С и вход R установки триггеров в нулевое состояние. При подаче уровня логической 1 на оба управляющих входа SR и SL в регистр по первому тактовому импульсу по входу С записывается

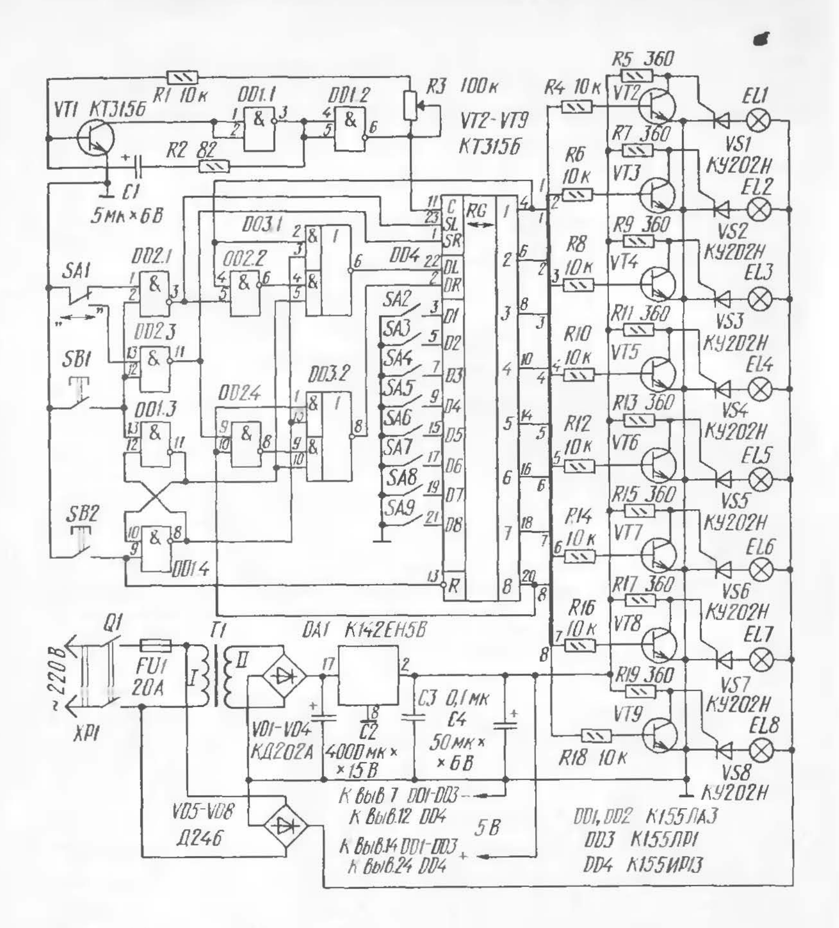


Рис. 1. Принципиальная схема автомата

параллельная информация с входов D1 — D8. При уровне логической 1 на входе SR и уровне логического 0 на входе SL регистр переходит в режим «сдвиг вправо». Информация в регистре, по мере поступления тактовых импульсов по входу С, будет сдвигаться вправо от выхода 1 к выходу 8 с записью последовательной информации со входа DR. Если же на входе SR будет уровень логического 0, а на входе SL уровень логической 1, то регистр переходит в режим «сдвиг влево». Информация в регистре, по мере поступления тактовых импульсов по входу

С, будет сдвигаться влево от выхода 8 к выходу 1 с записью последовательной информации со входа DL.

Рассмотрим теперь работу всего устройства. Если при указанных на схеме положениях переключателей SA1 — SA9 нажмем кнопку SB1, то на выводе 2 DD2.1, выводе 12 DD2.3 и выводе 13 DD1.3 будет подан уровень логического 0. В результате этого с вывода 3 DD2.1 и с вывода 11 DD2.3 на входы SR и SL регистра DD4 будет подан уровень логической 1, триггер на элементах DD1.3, DD1.4 примет состояние, когда на выводе 11 DD1.3 будет уровень логической 1, который, поступая на вывод 10 DD3.2 и вывод 5 DD3.1, разрешает прохождение информации на входы DL и DR, поступающей на вывод 9 DD3.2 и вывод 4 DD3.1 с выхода 8 и с выхода 1 регистра DD4 через элементы DD2.4 и DD2.2 в инверсном виде, а на выводе 8 DD1.4 будет уровень логического 0, который поступает на вывод 13 DD3.2 и вывод 3 DD3.1, запрещая прохождение информации на входы DL и DR регистра, поступающей на вывод 1 DD3.2 и вывод 2 DD3.1 с выхода 8 и с выхода 1 регистра DD4. С приходом на вход С регистра DD4 первого тактового импульса в триггеры этого регистра по переднему фронту этого импульса с информационных входов D1 — D8 запишутся единицы, т. е. на выходах регистра 1—8 будут уровни логической 1. После отпускания кнопки SB1 на входе SR регистра будет уровень логического 0, а на входе SL останется уровень логической 1, так как на вывод 1 DD2.1 через переключатель SA1 подан уровень логического 0. В результате регистр перейдет в режим «сдвиг влево». По мере поступления тактовых импульсов информация в регистре будет сдвигаться влево от выхода 8 к выходу 1 с записью информации по входу DL, которая поступает уровнем логической 1 с выхода 1 регистра на вывод 5 DD2.2, инвертируется и уровнем логического 0 поступает на вывод 4 DD3.1, на выходе инвертируется и уровнем логической 1 поступает на вход последовательной записи DL, т. е. у нас получился кольцевой счетчик. Но так как в триггеры регистра записаны одни единицы, то и на входе DL будет постоянно уровень логической 1 и триггеры регистра будут оставаться в единичном состоянии. На выходах 1—8 регистра будут уровни логической 1, которые открывают транзисторы VT2—VT9, тиристоры VS1 — VS8 будут закрыты, а лампы излучателей EL1 — EL8 потушены. Аналогично, если мы переведем переключатели SA2 —

SA9 в противоположное положение и нажмем кнопку SB1, то в триггеры регистра по первому тактовому импульсу запишутся нули, на выходах 1—8 регистра будут уровни логического 0, транзисторы VT2 — VT9 будут закрыты, тиристоры VS1 — VS8 открыты и лампы излучателей EL1 — EL8 будут постоянно гореть.

Для получения эффекта бегущих огней переключателями SA2 — SA9 набирают нужное число одновременно горящих излучателей и нажимают кнопку SB1.

Для примера рассмотрим случай, когда переключатели SA2—SA8 находятся в указанном на схеме положении, а переключатель SA9 — в противоположном. Если теперь нажмем кнопку SB1, то по первому тактовому импульсу по входу C в семь триггеров регистра запишутся единицы, а в восьмой триггер запишется нуль, т. е. на выходах регистра 1—7 будет уровень логической 1, а на выходе 8 — уровень логического 0. После отпускания кнопки SB1 регистр перейдет в режим «сдвиг влево». По первому тактовому импульсу, после отпускания кнопки SB1, произойдет сдвиг информации влево. Уровень логического 0 с выхода 8 регистра перейдет на выход 7, а на выходе 8 будет уровень логической 1, так как на вход DL с выхода 1 регистра поступает уровень логической 1. По седьмому тактовому импульсу уровень логического 0 будет на выходе 1, следовательно, на входе DL также будет уровень логического 0 и восьмой тактовый импульс перенесет это состояние на выход 8 и т. д. В результате лампы излучателей будут поочередно зажигаться от EL8 к EL1. Свет «побежит» влево. На рис. 2 показана временна́я диаграмма работы регистра в этом режиме.

Если теперь нажмем кнопку SB2, то на вывод 9 DD1.4 и на вывод 13 DD4 будет подан уровень логического 0. В результате триггер DD1.3, DD1.4 примет состояние, когда на выводе 11 DD1.3 будет уровень логического 0, а на выводе 8 DD1.4 — уровень логической 1. Уровень логической 1 с вывода 8 DD1.4 поступает на вывод 13 DD3.2 и вывод 3 DD3.1, разрешая прохождение информации, поступающей с выхода 8 и с выхода 1 регистра на входы DL и DR в инверсном виде. Одновременно с этим при поступлении уровня логического 0 на вход R регистра происходит сброс всех триггеров регистра в нуль.

После отпускания кнопки SB2 по первому тактовому импульсу произойдет сдвиг влево, так как регистр

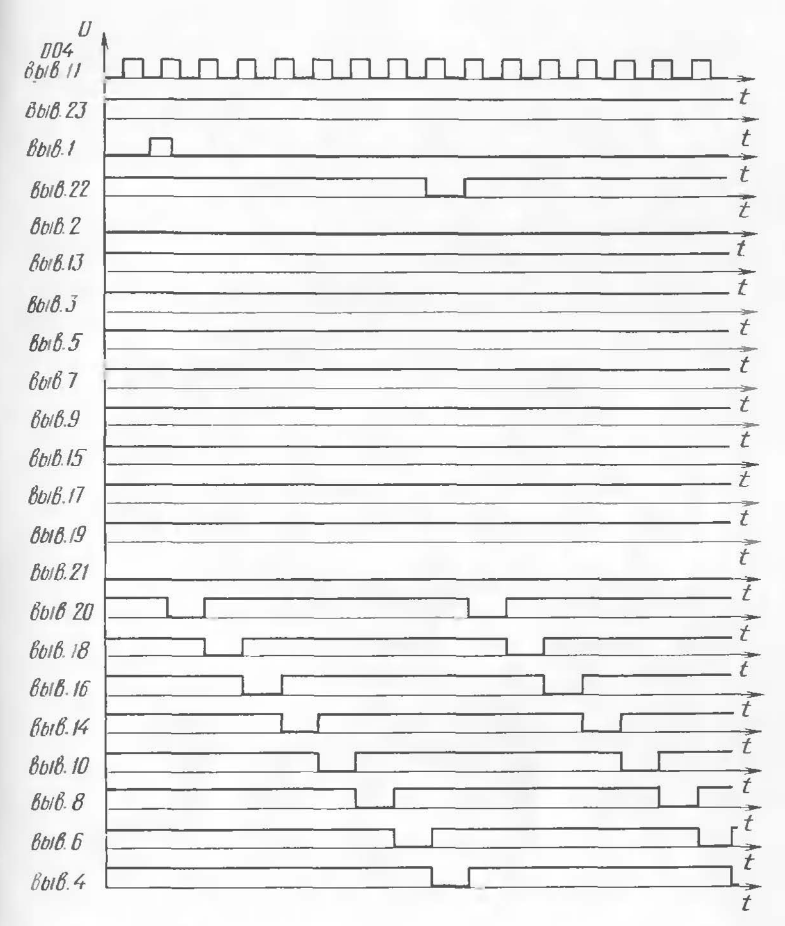


Рис. 2. Временная диаграмма работы регистра в режиме «сдвиг влево»

находится в режиме «сдвиг влево». Одновременно в последний триггер регистра будет записан уровень логической 1, так как уровень логического 0 с выхода 1 регистра инвертируется, проходя через DD3.1, и поступает на вход DL уровнем логической 1. По второму тактовому импульсу в седьмой триггер регистра перепишется уровень логической 1 с восьмого, а в восьмой вновь со входа DL будет записана единица. По восьмому тактовому импульсу все триггеры регистра примут единичное состояние. По сле-

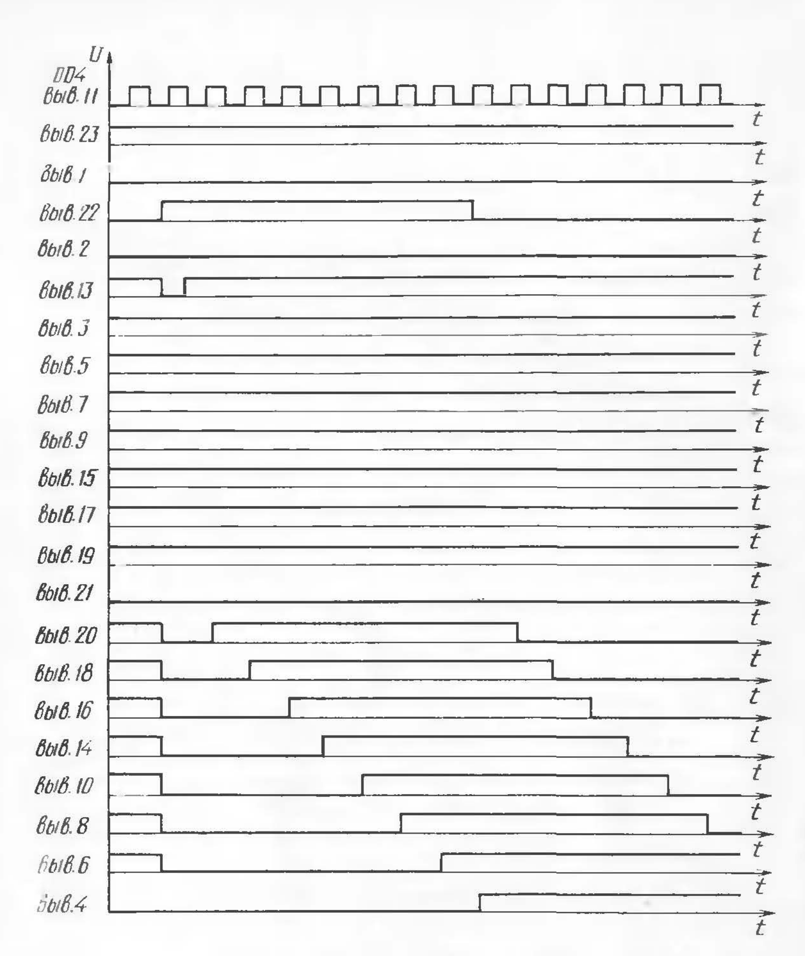
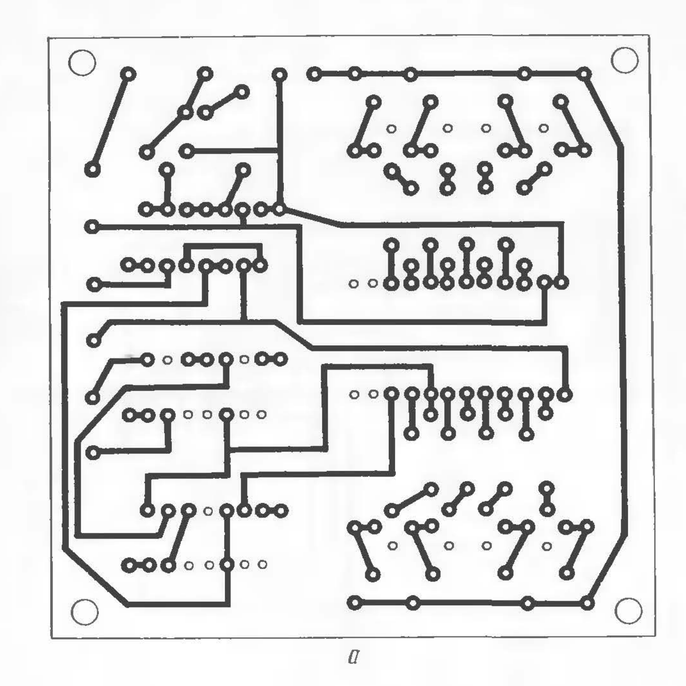


Рис. 3. Временная диаграмма работы регистра во втором режиме

дующим восьми тактовым импульсам в регистр будут записываться нули, так как уровень логической 1 с выхода 1 регистра, пройдя через DD1.3, инвертируется и поступит на вход DL нулем. В результате лампы излучателей EL1—EL8 будут поочередно гаснуть от EL8 к EL1, а затем поочередно загораться. На рис. 3 показана временная́ диаграмма работы регистра в этом режиме.

При переводе переключателя SA1 в противоположное положение автомат будет работать аналогично описанному, только теперь регистр DD4 будет работать в режиме «сдвиг вправо» и направление зажигания ламп излучателей изменится на противоположное от EL1 к EL8. Как это происходит, предлагаем читателю разобраться самому.

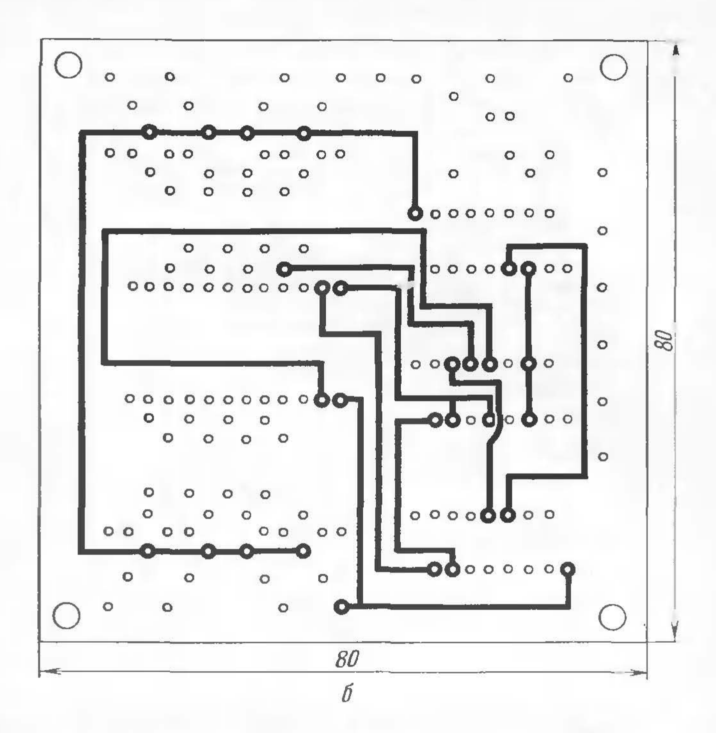


а

Детали устройства, кроме блока питания и тиристоров VS1—VS8, смонтированы на печатной плате из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертеж печатной платы и расположение деталей на ней показаны на рис. 4.

Блок питания автомата выполнен на микросхеме К142ЕН5В. Трансформатор Т1 выполнен на магнитопроводе ШЛ 20×32. Обмотка I содержит 1650 витков провода ПЭВ-1 0,1, обмотка II — 55 витков ПЭВ-1 0,5. Вообще же можно использовать готовый подходящий трансформатор мощностью 10 Вт и более, обеспечивающий на обмотке II переменное напряжение 8...10 В при токе не менее 500 мА.

В автомате использованы постоянные резисторы МЛТ-0,125, переменный резистор R3 СП3-4, электролити-



ческие конденсаторы К50-6, микротумблеры МТ1 (SA1—SA9), кнопки КМ1-1 (SB1, SB2). Вместо диодов Д246 (VD5—VD8) подойдут другие диоды, рассчитанные на обратное напряжение не ниже 400 В и выпрямленный ток, превышающий суммарный ток, потребляемый всеми лампами.

С указанными диодами и тиристорами максимальная мощность каждого из восьми каналов может достигать 500 Вт. Если требуется увеличить мощность, например, до 1 кВт на канал, то необходимо диоды VD5—VD8 заменить на более мощные, например на ВЛ25. В зависимости от реальной мощности используемых ламп каждый тиристор следует установить на радиаторе с соответствующей площадью поверхности. Такими же радиаторами снабжают и диоды VD5—VD8. При использовании в каждом канале ламп мощностью менее 500 Вт тиристоры в радиаторах не нуждаются.

Правильно смонтированный автомат не требует налаживания и начинает сразу работать.

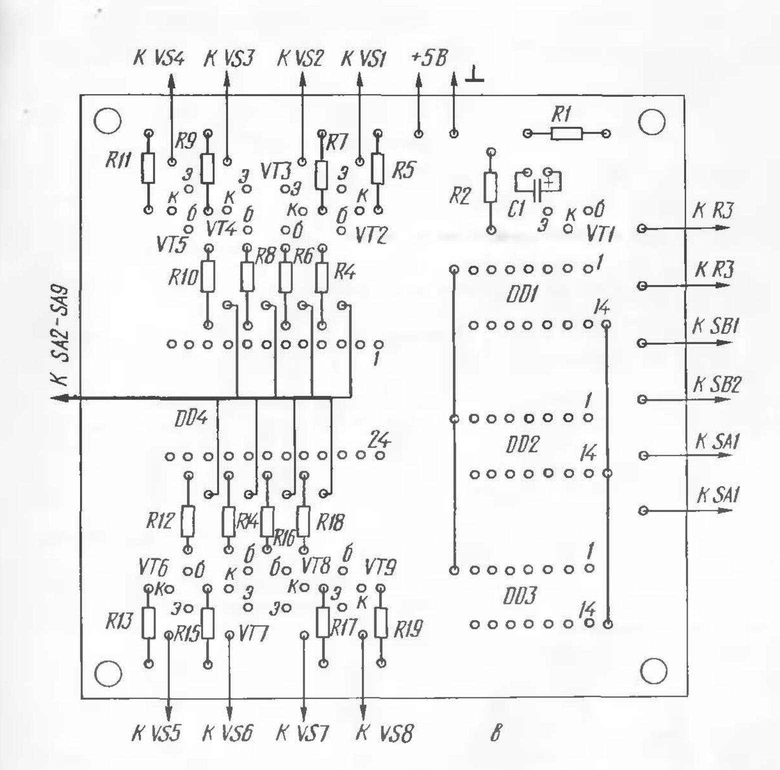


Рис. 4. Печатная плата автомата: а — печатный монтаж; б — печатные проводники со стороны деталей; в — расположение элементов

Внимание! Приступая к изготовлению данного автомата световых эффектов, необходимо помнить, что на элементах конструкции присутствует потенциал сети. Поэтому после включения автомата в сеть не дотрагивайтесь руками до выводов его деталей. Корпус конструкции желательно изготовить из изоляционного материала, а если это невозможно, то необходимо тщательно изолировать от металлического корпуса переменный резистор, переключатели. На них надо надеть ручки из хорошего изоляционного материала. Винты крепления ручек не должны выступать наружу. Металлический корпус ни в коем случае нельзя соединять с общим проводом. Монтаж должен быть выполнен так, чтобы ни один из выводов деталей или концов соединительных проводов не мог коснуться корпуса.

ИЗМЕРЕНИЯ

МИЛЛИАМПЕРМЕТР С ЗАЩИТОЙ

В. Коробейников

Радиолюбители в своей лаборатории используют, как правило, измерители тока заводского изготовления. Однако не все эти приборы обеспечивают безобрывную коммутацию силовой цепи при переключении пределов измерения, а также не все они защищены от токовых перегрузок. В то же время часто обрывы измеряемой цепи недопустимы, а при перегрузках измерительный прибор может выйти из строя. Указанные недостатки наиболее ощутимы при исследованиях, регулировочных, ремонтных и других работах, когда часто возникает необходимость в переключениях пределов измерений, а также вследствие ошибок, неосторожности или неисправности исследуемого устройства, приводящих к броскам тока.

По указанным причинам лабораторный блок питания или измерительный комплекс радиолюбителя должен содержать измеритель тока, свободный от перечисленных недостатков. Важным достоинством при самостоятельном изготовлении такого прибора является также возможность использования фабричной шкалы стрелочного измерителя без необходимости ее доработки.

На рис. 1 приведена схема миллиамперметра с пределами измерения 100 мкА, 1, 10, 100 мА, 1 А, отвечающего поставленным задачам. На первом пределе измерения (100 мкА) измеритель PA1 включается в силовую цепь непосредственно, а на остальных пределах параллельно ему подключаются шунты R2—R5 при помощи переключателя SA1 любого типа. Падение напряжения на приборе при полном отклонении стрелки невелико, и диоды VD1, VD2 не влияют на показания. При разрыве силовой цепи во время переключения пределов измерения ток течет через диод, чем обеспечивается безобрывность коммутации. Кроме того, диоды осуществляют защиту прибора от токовых перегрузок. При возрастании тока падение напряжения на приборе превышает порог отпирания диода и он пропускает избыточный ток. Встречно-параллельное включение двух диодов обеспечивает защиту при любой полярности включения прибора в измеряемую цепь. Степень перегрузки измерителя, как отношение максимального падения напряжения на диоде к номинальному падению напряжения на измерителе в данном устройстве не превышает десяти. Такую перегрузку стрелочные приборы магнитоэлектрической системы способны выдерживать многократно.

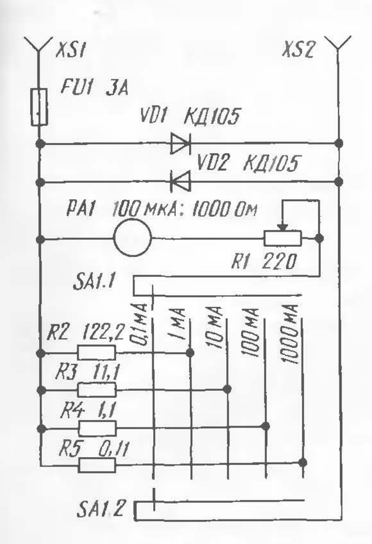


Рис. 1. Схема миллиамперметра

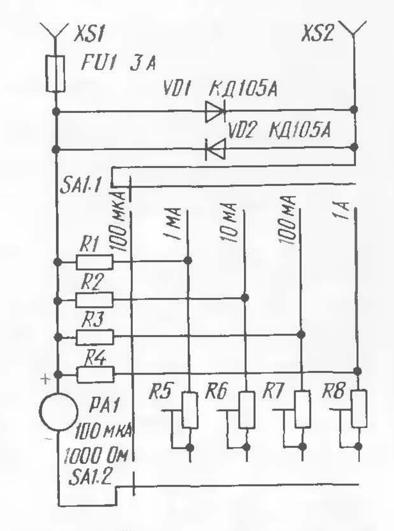


Рис. 2. Схема миллиамперметра (II вариант)

Предохранитель FU1 защищает прибор при аварии.

На схеме приведены сопротивления шунтов, рассчитанные на использование со стрелочным измерителем с током полного отклонения 100 мкА и сопротивлением рамки 1000 Ом. В связи с тем что сопротивления рамки микроамперметров имеют большой разброс, последовательно с измерителем включен переменный резистор R1. Суммарное сопротивление рамки и этого резистора составляет 1100 Ом и точно подгоняется при калибровке, которая производится при изготовлении прибора или после замены микроамперметра.

В приборе можно использовать микроамперметр и с другими характеристиками. В этом случае сопротивления шунтов рассчитываются по формуле

$$R_ш = \frac{I_п (R_п + R_1)}{I - I_п} = \frac{1,1\, I_п R_п}{I - I_п},$$

где $R_ш$ — сопротивление шунта, Ом; $I_п$ — ток полного отклонения микроамперметра, А; $R_п$ — сопротивление

рамки микроамперметра, Ом; I — предел измерения тока данного поддиапазона, А.

Сопротивление резистора R1 берется около 20% от сопротивления рамки микроамперметра.

Шунты выполняются из манганинового обмоточного провода в шелковой изоляции марки ПЭШОММ: R2 диаметром провода 0,08 мм (примерная длина 1,6 м), R3 — диаметром 0,12 мм (длина 300 мм), R4 — диаметром 0,3 мм (длина 200 мм), R5 — диаметром 1 мм (длина 200 мм). Точные сопротивления шунтов подгоняются с помощью моста, так как от их точности зависит точность прибора. Во избежание появления ошибки измерений на максимальном пределе измерения проводники, соединяющие входные клеммы прибора с переключателем и шунтом R5, должны быть достаточно толстыми.

Калибровка прибора при подогнанных шунтах производится на каком-либо одном пределе измерения за исключением предела 100 мкА. Для этого включают прибор последовательно с образцовым прибором, источником тока и ограничительным резистором последовательно и переменным резистором R1 устанавливают стрелку прибора на то же деление шкалы, которое показывает образцовый прибор. При этом желательно задать такую силу тока, чтобы стрелки приборов находились в правой части шкал. На других пределах измерения калибровка не требуется: она обеспечивается автоматически. Переменный резистор необходимо законтрить во избежание расстройки от вибраций и толчков при сотрясениях.

Если изготовить шунты с точностью около 1...2% нет возможности, прибор можно собрать по схеме, показанной на рис. 2. Здесь подстроечные переменные резисторы введены на всех пределах измерения, за исключением минимального. Их сопротивления по-прежнему выбираются равными приблизительно 20% от сопротивления рамки микроамперметра. Калибровка должна производиться теперь на всех пределах измерения кроме предела 100 мкА соответствующим переменным резистором.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

ИСТОЧНИКИ СТАБИЛЬНОГО ТОКА И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В РАДИОАППАРАТУРЕ

П. Иванов, С. Семушин

Независимо от конструктивного исполнения любой источник тока состоит из одних и тех же функциональных узлов (рис. 1). Это первичный источник питания, регулирующий элемент, датчик тока и нагрузка. В большинстве конструкций используется также цепь обратной связи, соединяющая датчик тока с регулирующим элементом. Ток в нагрузке устанавливается изменением параметров цепи обратной связи или датчика тока [1—3].

Если ток в цепи обратной связи достаточно мал, что обычно выполняется на практике, то через последовательно соединенные источники питания, датчик тока, регулирующий элемент и нагрузку протекает одинаковый ток. При этом условии практически любой вариант схемы получается перестановкой последовательно соединенных узлов и выбором точки заземления. Если же ток в цепи обратной связи соизмерим с током в основной цепи, необходимо учитывать появление погрешностей при установке нужного тока в нагрузке. Однако существуют схемные решения, в которых ток обратной связи протекает как через датчик тока, так и через нагрузку, что компенсирует возникновение ошибки.

В качестве регулирующего элемента в практических схемах обычно применяют одиночные или чаще составные транзисторы, в качестве датчика тока — резистор или диод. При выборе точки заземления также исходят из практических соображений.

Для понимания работы источников тока рассмотрим типовые схемы, получаемые из общей функциональной схемы, показанной на рис. 1.

В качестве простейшего источника тока хорошо работает обычный транзистор с резистором в эмиттерной цепи (рис. 2, а). Сила тока в нагрузке определяется выражением

$$I_н = \frac{U_{вх} - U_{бэ}}{R1}, \qquad (1)$$

где $I_н$ — ток в нагрузке, $U_{вх}$ — входное напряжение, $U_{бэ}$ — падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора VT1, R1 — сопротивление датчика тока R1.

Меняя величину $U_{вх}$, можно установить требуемый ток нагрузки. Обычно для задания входного напряжения

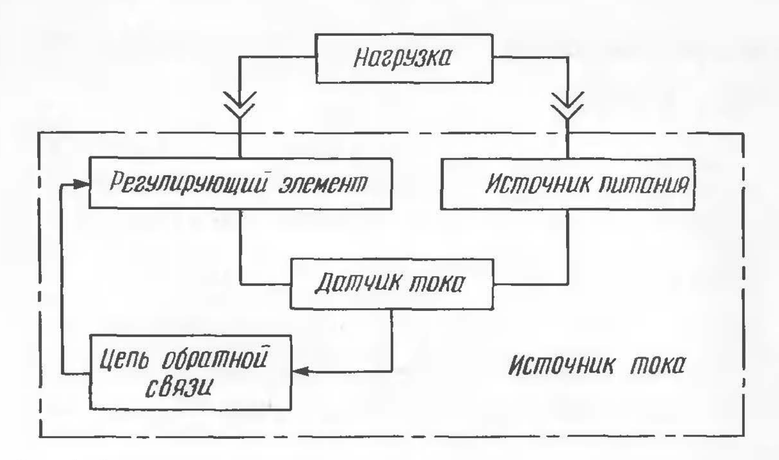


Рис. 1. Функциональная схема источника тока

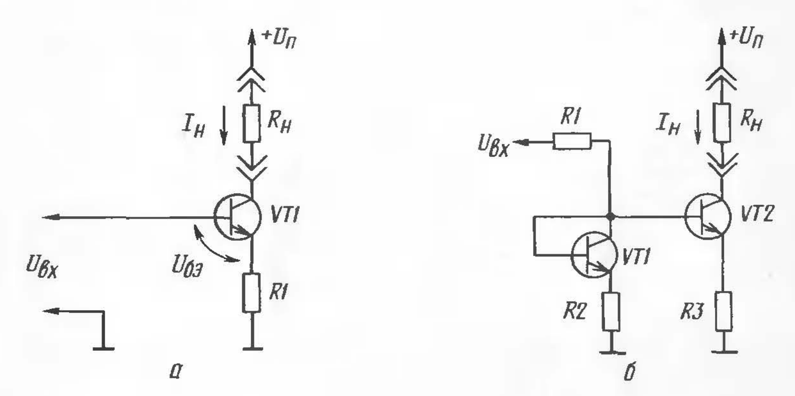


Рис. 2. Схема простых источников тока

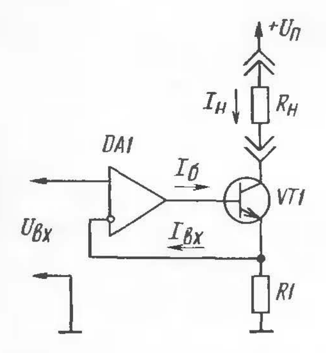


Рис. 3. Схема с использованием ОУ

с необходимой точностью используются источники опорного напряжения (ИОН) [1]. В этой схеме обратная связь по напряжению с выхода датчика тока R1 на вход регулирующего элемента VT1 в явном виде отсутствует. Вследствие этого сила тока в нагрузке зависит как от сопротивления нагрузки, так и от температуры и параметров транзистора. Тем не менее благодаря своей простоте это устройство часто применяется там, где не требуется высокой стабильности тока в нагрузке. Более стабильно работает устройство, схема которого показана на рис. 2,б, которое благодаря своей простоте и высокой повторяемости находит широчайшее применение в интегральной схемотехнике [2].

Наиболее широко используемой схемой источника тока с применением операционного усилителя (ОУ) является классическая схема, приведенная на рис. 3. В этой схеме регулирующий элемент — транзистор VT1 — управляется ОУ DA1, который стремится уравнять напряжения на своих выводах — инвертирующем и неинвертирующем. При этом сила тока в нагрузке $R_н$ определяется выражением

$$I_н = \frac{U_{вх}}{R1}. \tag{2}$$

Для нормальной работы схемы напряжение на нагрузке $U_н$ не должно превышать значения, определяемого выражением

$$U_н = I_н \ R_н < U_п - U_{кэнас} - IR1; \quad I \approx I_н, \tag{3}$$

где $U_п$ — напряжение источника питания, $U_{кэнас}$ — напряжение насыщения транзистора VT1, R1 — сопротивление датчика тока R1. В этой схеме ток в нагрузке $I_н$ отличается от тока I в датчике тока R1 на величину ошибки, определяемую силами токов в цепи обратной связи, а именно: тока базы $I_б$ транзистора VT1 и входного тока $I_{вх}$ОУ DA1:

$$\Delta I = I_б - I_{вх}. \tag{4}$$

Очевидно, что величина ошибки установления требуемого тока в нагрузке тем меньше, чем меньше входной ток ОУ DA1 и чем больше коэффициент усиления транзистора VT1. По этой причине на практике в качестве

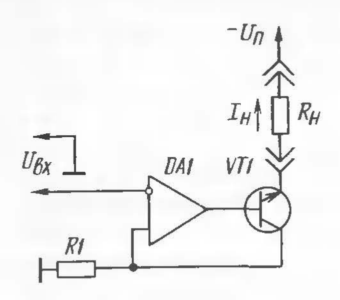


Рис. 4. Схема с использованием ОУ (II вариант)

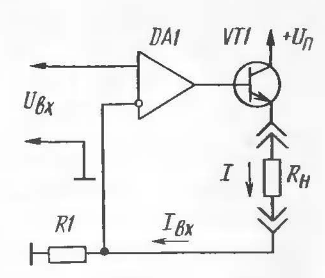


Рис. 5. Схема с плавающей нагрузкой

регулирующего элемента обычно применяются составные транзисторы.

Аналогичными свойствами обладает источник тока, схема которого показана на рис. 4. Это устройство также описывается выражениями (2—4) и отличается лишь направлением тока. Основной недостаток здесь по сравнению с классической схемой заключается в дополнительном ограничении на минимальное и максимальное напряжения на нагрузке:

$$U_{н\,min} > U_п - U_{вых\,ОУ} - U_{бэ} \approx U_п - U_{п\,ОУ};$$
$$U_{н\,max} < U_п - U_{кэ\,нас} - IR1, \qquad (5)$$

где $U_п$ — напряжение источника питания, $U_{вых\,ОУ}$ — максимальное выходное напряжение ОУ, $U_{п\,ОУ}$ — напряжение питания ОУ.

Еще одним вариантом источника тока является схема с плавающей нагрузкой, приведенная на рис. 5. Сила тока в нагрузке здесь также определяется выражением (2). Так как нагрузка $R_н$ включена последовательно с датчиком тока R1, то на ошибку устанавливаемого тока не влияет ток базы транзистора VT1 и она определяется лишь очень малым входным током ОУ DA1:

$$\Delta I = I_{вх}. \qquad (6)$$

Недостатком этой схемы, подобно схеме рис. 4, является ограничение на величину максимального напряжения на нагрузке, определяемую неравенством

$$U_{н\,max} < U_{вых\,ОУ} - U_{бэ} - I_{R1} \approx U_{п\,ОУ} - IR1. \qquad (7)$$

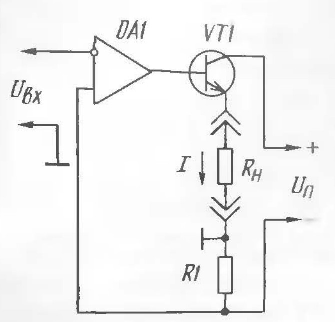


Рис. 6. Схема с заземленной нагрузкой

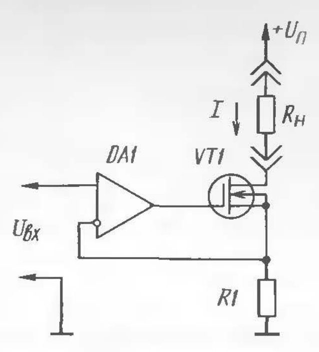


Рис. 7. Схема с полевым транзистором

Кроме того, в ряде применений оказывается неудобным то обстоятельство, что оба вывода нагрузки оторваны и от земли и от шин питания.

На схему с плавающей нагрузкой очень похожа схема с заземленной нагрузкой (рис. 6). В этой схеме ток в нагрузке определяется выражением (2), а ошибка его установления — выражением (4). Наличие возможности заземления нагрузки является существенным преимуществом данного устройства. Максимальное напряжение на нагрузке ограничено неравенством

$$U_{н\,max} < U_{вых\,ОУ} - U_{бэ} \approx U_{п\,ОУ}. \qquad (8)$$

В качестве регулирующего элемента можно применить полевой транзистор. Это позволит уменьшить ошибку, связанную с входным током регулирующего элемента. Такая схема приведена на рис. 7. Здесь также ток в нагрузке определяется выражением (2), а ошибка установления его значения, определяемая входным током ОУ,— выражением (6). Существенный недостаток данной схемы связан с тем, что крутизна полевого транзистора примерно на порядок ниже крутизны биполярного транзистора. Это вынуждает значительно увеличивать управляющее напряжение на затворе регулирующего элемента VT1, которое, как было показано выше, ограничено выходным напряжением ОУ DA1. Кроме того, применение полевого транзистора существенно уменьшает коэффициент передачи в цепи обратной связи и ухудшает в целом температурную стабильность источника

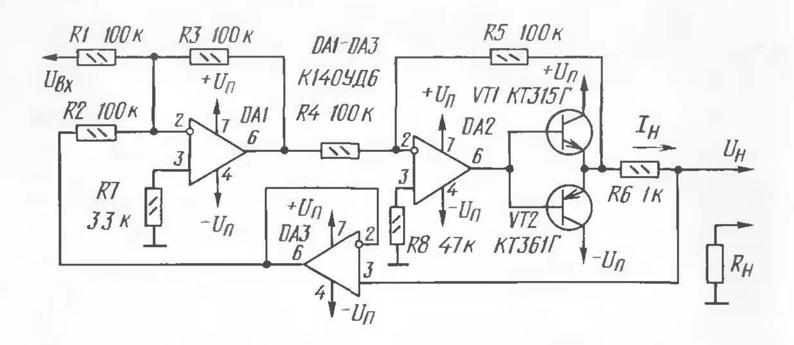


Рис. 8. Схема с переменным током в нагрузке

тока, что приводит к увеличению ошибки устанавливаемой силы тока нагрузки.

Сравнив описанные выше схемы с применением ОУ и имея в виду применение ОУ с малыми входными токами, приходим к выводу, что наиболее точно силу тока в нагрузке можно получить в схеме рис. 5. Во всех источниках тока, кроме схемы рис. 3, имеются жесткие ограничения, накладываемые на величину напряжения на нагрузке, связанные с максимальным выходным напряжением ОУ. В схеме рис. 3 можно получить любое требуемое напряжение на нагрузке путем соответствующего выбора напряжения питания нагрузки $U_п$. При этом нужно учитывать лишь одно ограничение — максимально допустимое коллекторное напряжение транзистора VT1.

Во всех схемах источников тока с ОУ для обеспечения нормальной работы ОУ и для повышения точности установки выходного тока необходимо в качестве регулирующего элемента использовать супер-бета или составные транзисторы.

В ряде случаев требуется сформировать в нагрузке ток, переменный как по величине, так и по направлению. Для таких применений хорошо работает схема [4], приведенная на рис. 8. Эта схема, как и все предыдущие, может быть получена из общей функциональной схемы рис. 1 при условии, что два одинаковых источника тока — один для тока положительной полярности, а другой для отрицательной — работают на общий датчик тока (резистор R6) и общую нагрузку с комплексным сопротивлением $Z_н$ и имеют общую цепь обратной

связи. В этой схеме выходной ток $I_н$ в точности повторяет форму входного напряжения $U_{вх}$ и определяется выражением

$$I_н = \frac{(U_{вх} + U_н) - U_н}{R6} = \frac{U_{вх}}{R6}. \qquad (9)$$

При указанных на схеме номиналах источник тока преобразует входное напряжение от —10 до +10 В в ток от —10 до +10 мА. Для достижения высокой точности преобразования нужно использовать резисторы R1 — R6 с допуском не более 1%. Недостатком приведенной схемы являются жесткие ограничения на величину выходного напряжения, связанные с максимальным выходным напряжением ОУ и определяемые неравенствами

$$\begin{aligned} &U_{вх} + U_н < U_{вых\,ОУ} \approx U_{п\,ОУ}; \\ &U_{вх} + U_н < I_н R6 + I_н R_н < U_п - U_{кэ\,нас} \approx U_п. \end{aligned} \qquad (10)$$

При $U_{п\,ОУ} = U_п$ остается одно неравенство

$$U_{вх} + U_н < U_п. \qquad (11)$$

В этой схеме можно использовать практически любые ОУ с соответствующими цепями коррекции. Следует только учитывать, что более высокая точность преобразования напряжения в ток получается при использовании ОУ с малыми входными токами и малыми напряжениями смещения. В качестве регулирующих транзисторов VT1 и VT2 можно взять любые маломощные транзисторы с максимальным коллекторным напряжением более 30 В и током коллектора 20...150 мА.

Одним из применений источников тока является заряд аккумуляторных батарей. Такой источник должен обеспечивать ток, равный 0,1 от емкости заряжаемой батареи, и продолжительность зарядки 14...15 ч [5, 6]. Известны также способы заряда аккумуляторов асимметричным током [7, 8]. Однако, несмотря на ажиотаж, поднятый вокруг них в литературе, они пока не получили широкого распространения, так как там требуется индивидуальная зарядка каждого из аккумуляторов батареи и сложные методы контроля их степени заряженности по температуре, напряжению, давлению или другим признакам [8]. Это связано с тем, что физико-химичес-

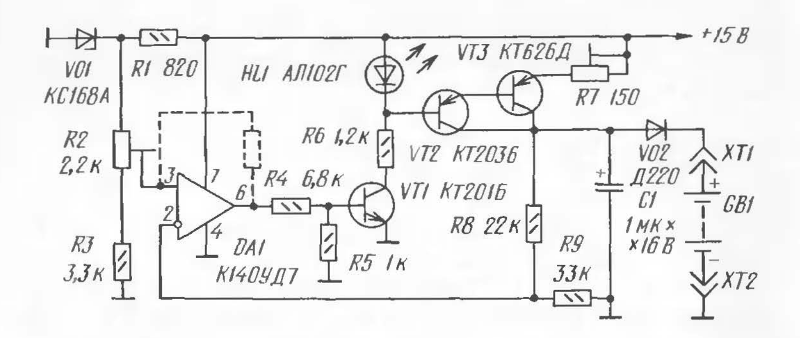


Рис. 9. Схема устройства для зарядки аккумуляторных батарей 7Д-0,115

кие процессы, происходящие в аккумуляторе при зарядке его постоянным и асимметричным токами, различны.

Рассмотрим устройство для зарядки аккумуляторных батарей типа 7Д-0,115 (рис. 9). Схема позволяет заряжать батарею постоянным током 11,5 мА, а по окончании зарядки автоматически отключается. Кроме того, есть защита от короткого замыкания в нагрузке. Устройство представляет собой простейший источник тока (см. рис. 2, а) и включает дополнительно ИОН на светодиоде HL1 и автоматическую схему отключения тока по окончании зарядки, которая выполнена на стабилитроне VD1, компараторе напряжения на ОУ DA1 и ключе на транзисторе VT1. Сила зарядного тока (11,5 мА) устанавливается резистором R7 в соответствии с выражением

$$I = \frac{U_1 - U_{бэ\,VT2} - U_{бэ\,VT3}}{R7}, \qquad (12)$$

где U_1 — напряжение на светодиоде VD2 при заряде батареи. В процессе зарядки напряжение U_2 на неинвертирующем входе ОУ DA1 больше напряжения на инвертирующем входе. Выходное напряжение ОУ близко к напряжению питания, транзистор VT1 открыт и через светодиод течет ток около 10 мА. При зарядке батареи напряжение на ней растет, соответственно растет напряжение на инвертирующем входе ОУ DA1. Как только оно превысит напряжение на неинвертирующем входе, компаратор переключится в другое состояние, закроются транзисторы VT1, VT2, VT3, погаснет светодиод VD2 и прекратится зарядка аккумулятора. Предельное напряжение, при котором прекращается зарядка батареи, устанавливается резистором R2 согласно выражению

$$U_{вых} = U_2 \frac{R8 + R9}{R9}. \qquad (13)$$

Для батареи 7Д-0,115 напряжение срабатывания компаратора устанавливается равным $7 \times 1{,}43 \cong 10$ В. Во избежание неустойчивой работы компаратора в зоне нечувствительности можно установить резистор, показанный штриховой линией, сопротивлением 100 кОм.

Схема пригодна и для других типов аккумуляторов. В соответствии с необходимым током нужно лишь подобрать сопротивление резистора R7 согласно выражению (12) и, возможно, более мощный транзистор VT3.

Для целого ряда применений может оказаться полезным универсальный источник постоянного тока, изготовленный авторами. Его схема приведена на рис. 10. Устройство позволяет получать токи в нагрузке от 1 мА до 6 А, а при незначительном изменении параметров схемы, как будет показано далее, и до 9,999 А.

Устройство содержит следующие основные узлы: ИОН, мощный генератор выходного тока, прецизионный задающий узел, а также блок питания и контрольно-измерительные приборы. Мощный генератор выходного тока, формирующий ток в нагрузке, построен на базе высокоточного ОУ по классической схеме. Регулирующий элемент выполнен на транзисторах VT2 и VT3, включенных по схеме Дарлингтона.

ИОН выполнен на высокоточном ОУ DA1 и транзисторе VT1. Он представляет собой повторитель напряжения, выход которого нагружен на ряд одинаковых, последовательно соединенных прецизионных резисторов R4 — R12. На вход повторителя приходит постоянное напряжение U_0, поступающее с выхода двухступенчатого параметрического стабилизатора напряжения на опорных диодах VD1 и VD3 серии Д818Е и КС515А через делитель на резисторах R1 — R3. На каждом из 9 нагрузочных резисторов R4 — R12 падает одинаковое напряжение, равное $U_0/9$. Таким образом, с выходов этого делителя можно снять десять опорных напряжений в диапазоне

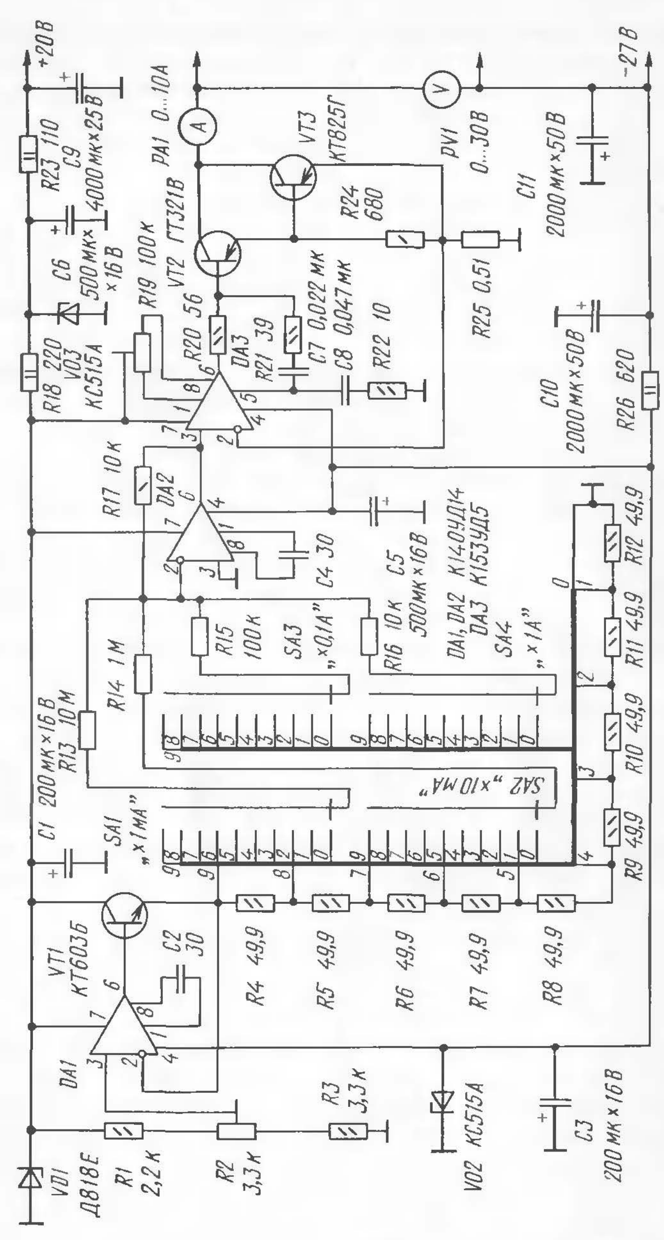


Рис. 10. Схема универсального источника тока

от 0 до U_0. Для повышения точности задания нагрузочные резисторы выбраны низкоомными с допуском 0,5...1,0%. Выходные сигналы ИОН формируют в задающем узле напряжения управления мощным генератором выходного тока.

Прецизионный задающий узел представляет собой сумматор, выполненный на высокоточном ОУ серии К140УД14А. Он обеспечивает суммирование опорных напряжений, снимаемых с делителя R4 — R12 с весами 1/1, 1/10, 1/100, 1/1000. Это позволяет установить на выходе ОУ DA2 с помощью переключателей SA1 — SA4 любое напряжение от 0 до 1,111 U_0 в соответствии с выражением

$$U = K1\frac{U_0}{9} + K2\frac{U_0}{90} + K3\frac{U_0}{900} + K4\frac{U_0}{9000}, \qquad (14)$$

где K1, K2, K3, K4 — 0, 1, 2, ... 9 — коэффициенты, устанавливаемые переключателями SA1 — SA4 соответственно. Таким образом, прецизионный задающий узел позволяет дискретно установить задающее напряжение с шагом $U_0/9000$. Для высокой точности суммирования резисторы сумматора должны иметь допуск 0,05...0,1% и сопротивление значительно большее, чем у резисторов ИОН. Такое построение задающего узла обеспечивает простоту и высокую точность установки при минимальном количестве деталей. При подаче задающего напряжения на вход мощного генератора выходного тока ток в нагрузке устанавливается в соответствии с выражением (2).

Генератор выходного тока является классическим источником тока с усилителем мощности, выполненным на транзисторах VT2, VT3. Резистор R25 выполняет функции датчика тока ОУ DA3 и сравнивает задающее напряжение, поступающее на неинвертирующий вход, с напряжением обратной связи, приходящим на инвертирующий вход, стремясь их выровнять. Выравнивание осуществляется за счет воздействия на базу составного транзистора, который работает в линейном режиме. Изменения базового тока вызывают соответствующие изменения тока эмиттера и коллектора до тех пор, пока напряжение обратной связи, выделенное на R25 и строго пропорциональное току в силовой цепи, не сравняется с задающим напряжением.

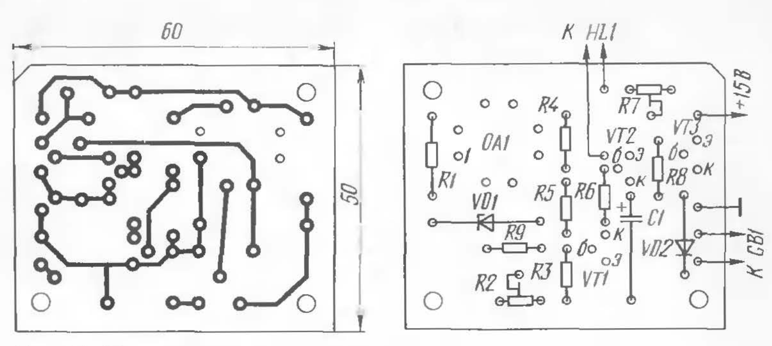


Рис. 11. Печатная плата устройства по рис. 8

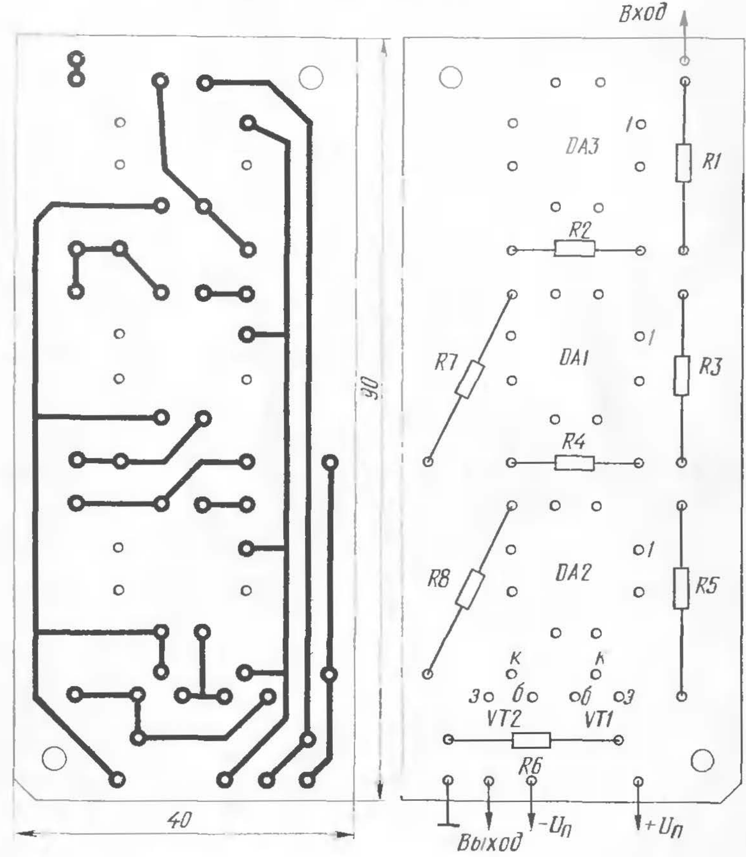


Рис. 12. Печатная плата устройства по рис. 9

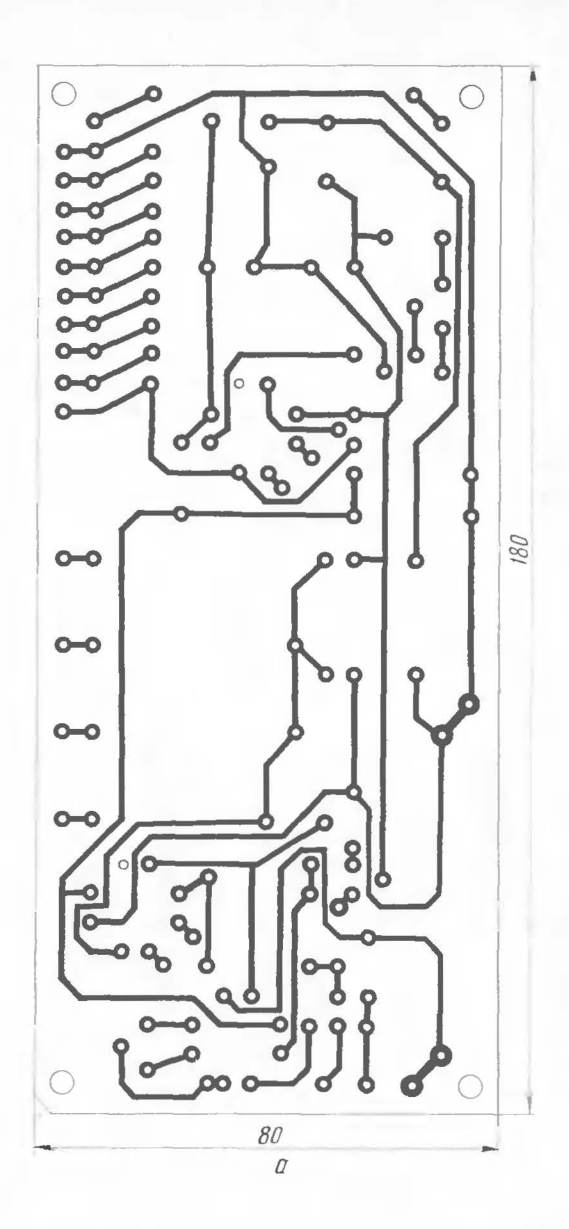
Блок питания должен обеспечивать два напряжения: 17...20 В при токе 0,3...0,5 А и —27...30 В при токе до 6 или 10 А.

Для контроля тока и напряжения на нагрузке используются стрелочные приборы PA1 и PV1. Ток полного отклонения вольтметра не должен превышать 100 мкА во избежание ошибки установления тока нагрузки, особенно на нижней границе диапазона.

В предложенной схеме желательно использовать высококачественную элементную базу, которая является залогом высокой точности и надежности устройства. Если же отказаться от задачи создания широкодиапазонного прибора, можно применить любые имеющиеся ОУ и резисторы. Транзисторы желательно использовать кремниевые, особенно если устройство будет эксплуатироваться преимущественно с большими токами или при повышенных температурах. Транзистор VT3 необходимо установить на радиаторе с площадью поверхности не менее 1000 см^2. Резисторы R4 — R12, R17 — типа С2-1, С2-13 или другие с допуском 0,5...1,0%, а резисторы R13 — R16 — С2-29В, С2-31 с допуском 0,05...0,1%. Резистор R25 можно намотать нитрохромовым или константановым проводом диаметром 1,5...2,0 мм или использовать готовый типа С5-8, С5-16.

П о р я д о к   н а с т р о й к и. Вначале нужно установить все переключатели в нулевое положение, подстроечные резисторы R2, R19 — в среднее положение. Подключить резистор нагрузки сопротивлением 100...300 Ом. Включить питание и установить резистором R2 напряжение на эмиттере VT1 около 4,5 В. Резистором R19 сбалансировать ОУ DA3, установив на его выводе 6 напряжение, равное нулю. Затем подключить нагрузочный резистор известного сопротивления около 10 Ом, установить переключатели в положение «1 А» и выставить этот ток в нагрузке резистором R2, контролируя ток и напряжение по приборам. Затем установить переключателями ток 1 мА, подключить нагрузочный резистор 1 кОм и уточнить силу тока в нагрузке резистором R19. После этого проверяется изменение тока по диапазону и в случае необходимости уточняется резисторами R2 и R18. Если нет ошибок в монтаже, настройка на этом заканчивается.

При работе с токами свыше 6 А для повышения надежности и улучшения эксплуатационных характерис-



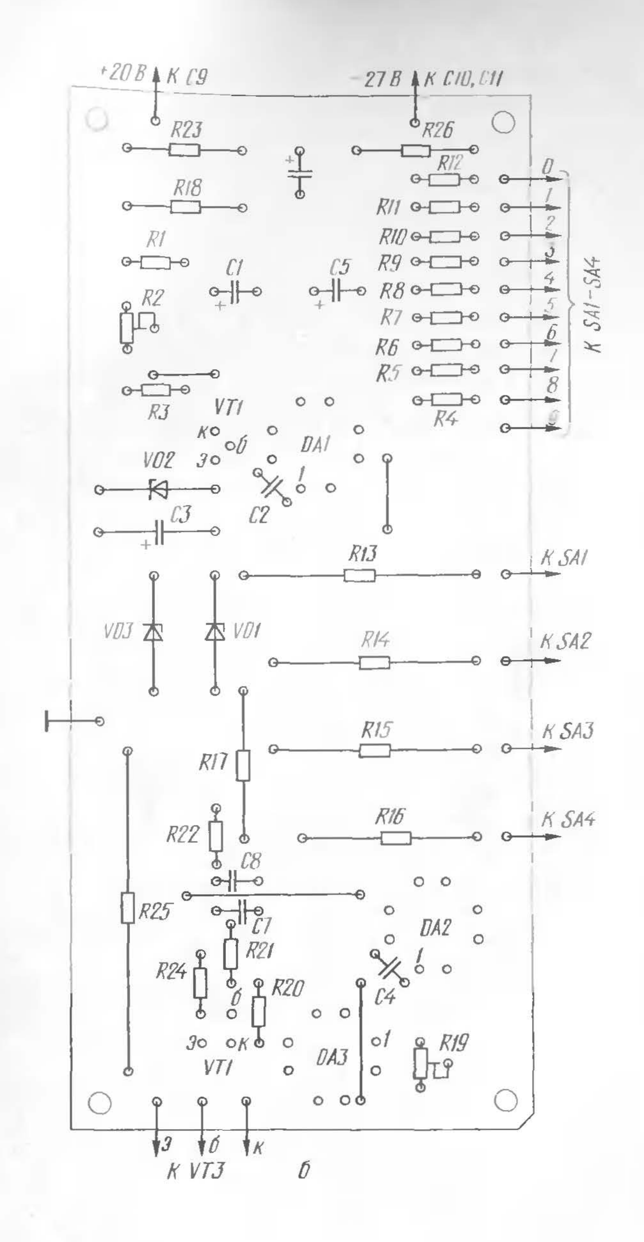


Рис. 13. Печатная плата устройства по рис. 10

тик необходимо провести следующие изменения. Уменьшить сопротивление резистора R25 до 0,1...0,2 Ом, чтобы уменьшить падение напряжения на нем и, следовательно, рассеиваемую мощность. Его желательно изготовить из отрезка константанового провода, имеющего малый температурный коэффициент сопротивления. Подключить параллельно транзистору VT3 второй такой же, увеличив площадь радиатора до 2000 см^2. При этом следует учесть все общие рекомендации по параллельному включению транзисторов. Суммарную емкость конденсаторов желательно увеличить до 16 000...22 000 мкФ. Кроме этого, необходимо установить резистор R1 сопротивлением 10 кОм и R3 сопротивлением 820 Ом, чтобы выставить напряжение на эмиттере VT1 равным 0,8...2,0 В.

Чертежи печатных плат источников тока, показанных на рис. 8, 9 и 10, приведены соответственно на рис. 11, 12 и 13.

Литература

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.— М.: Мир, 1983, т. 1, 598 с.
2. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы.— М.: Сов. радио, 1979, 366 с.
3. Семушин С. Г. Источники тока и их применение.— Радио, 1978, № 1, № 2.
4. Кельвин Ших. Биполярный преобразователь напряжения в ток.— Электроника, 1979, № 10, с. 66—67.
5. Electronics & Wireless World, July, 1985, p. 60—63.
6. Кромптон Т. Вторичные источники тока.— М.: Мир, 1985, 304 с.
7. Electronics & Wireless World, July, 1985, p. 36—39.
8. Теньковцев В. В., Центер Б. И. Основы теории и эксплуатации герметичных кадмий-никелевых аккумуляторов.— Л.: Энергоатомиздат, 1985.
9. Хун Труиг Хунг. Автоматическое зарядное устройство для Ni-Cd аккумуляторов.— Электроника, 1982, № 14, с. 62—63.

СОДЕРЖАНИЕ